

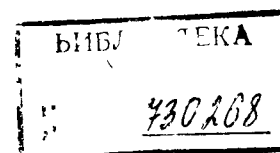
621.382(0.5),
С 92

СПРАВОЧНИК

СХЕМОТЕХНИКА УСТРОЙСТВ НА МОЩНЫХ ПОЛЕВЫХ ТРАНЗИСТОРАХ

Под редакцией В.П. ДЬЯКОНОВА

2001



МОСКВА „РАДИО И СВЯЗЬ“

1994

~~135 рубл по 20.02.00~~
~~64297 по 26.02.01~~
~~200 рубл по 30.06.02~~
~~374 руб по 23.10.02~~
~~1019 руб по 19.12.02~~

Федеральная целевая программа книгоиздания России

Предисловие

Авторы: В. В. БАЧУРИН, В. Я. ВАКСЕНБУРГ, В. П. ДЬЯКОНОВ,
А. А. МАКСИМЧУК, А. М. РЕМНЕВ, В. Ю. СМЕРДОВ

Редакция литературы по электронной технике

С92 **Схемотехника устройств на мощных полевых транзисторах:** Справочник / В. В. Бачурин, В. Я. Ваксенбург, В. П. Дьяконов и др.; Под ред. В. П. Дьяконова. — М.: Радио и связь, 1994. — 280 с.: ил.

ISBN 5-256-00963-X.

Основное внимание уделено принципам построения и расчета разнообразных устройств на мощных полевых транзисторах: одноктактных и двухтактных ключей, регенеративных схем, импульсных усилителей, регуляторов и преобразователей, бестрансформаторных источников электропитания, генераторов импульсов с малыми временами нарастания и спада, усилителей НЧ, ВЧ, СВЧ и др. Приведены данные о конструкции и параметрах мощных полевых транзисторов и их электрических моделях.

Для инженерно-технических работников, занимающихся проектированием электронной аппаратуры.

С 2302030300—003
046(01)—94 КБ-52-134-92

ББК 32.852.3

ISBN 5-256-00963-X

© Бачурин В. В., Ваксенбург В. Я.,
Дьяконов В. П. и др., 1994

Многие годы полевые транзисторы (ПТ) были маломощными приборами, однако разработчиков электронных устройств привлекал ряд их параметров, сходных с параметрами электровакуумных приборов, например высокое входное сопротивление. По своим энергетическим показателям эти приборы намного уступали биполярным транзисторам. Поэтому ПТ почти не применялись в мощных электронных устройствах, таких как радиопередатчики, импульсные устройства, силовые ключи, преобразователи электроэнергии и др. Не спасали положения и попытки включения десятков дискретных маломощных приборов с целью увеличения их рабочих токов [81].

В начале 70-х годов ситуация изменилась коренным образом. Во-первых, успехи микроэлектроники позволили создать на одном кристалле множество (сотни и тысячи) структур маломощных ПТ, что позволило увеличить рабочие токи на 3...4 порядка, доведя их до десятков (а затем и сотен) ампер. Во-вторых, были найдены пути повышения рабочих напряжений — вначале до десятков вольт, а затем до 1...1,5 кВ. Приоритет в создании мощных ВЧ и СВЧ МДП-транзисторов принадлежит нашей стране. Еще в 1973 г. первые отечественные мощные МДП-транзисторы КП901 и КП902 получили золотую медаль на Международной выставке-ярмарке в Лейпциге. Вскоре появились приборы КП904, отдающие мощность десятки ватт на частотах до 60 МГц [18]. В это же время были выявлены, исследованы и реально использованы уникальные импульсные свойства мощных ВЧ и СВЧ МДП-транзисторов, и они стали новым перспективным классом импульсных активных приборов с нано- и субнаносекундными временами переключения [11—15]. Впервые у нас были предложены и составные ненасыщающиеся транзисторы, в которых мощность ПТ используется для управления более мощным биполярным прибором [64, 65].

К сожалению, до недавних пор внедрение оригинальных идей и новых разработок не приветствовалось, и электронная промышленность была нацелена на копирование западных образцов. Тем не менее приоритет в разработке ВЧ- и СВЧ-транзисторов не только был сохранен, но и была создана обширная номенклатура таких приборов, содержащая десятки типоминиалов, по энергетическим и частотным параметрам не уступающих западным образцам [2, 9, 17—23]. Что касается импульсных и ключевых приборов, то время их разработки было несколько упущено. В результате по числу типов таких приборов и их рекордным показателям допущено большое (замечное и сейчас) отставание. В последние годы число типов отечественных импульсных мощных ПТ различного класса (с вертикальной структурой, со статической индукцией и др.), освоенных в серийном производстве, быстро растет. Снижается стоимость приборов, и возрастает их доступность [21, 22, 30].

Несмотря на это разработчики радиоэлектронной аппаратуры все еще слабо знакомы с основами схемотехнического применения этого нового класса мощных приборов, с параметрами и характеристиками реальных радиоэлектронных устройств на их основе. Единственная выпущенная у нас переводная книга по этим приборам [26] посвящена физике работы и особенностям ПТ, а не их схемотехническим применениям. А приведенные в ней данные относятся к зарубежным приборам, полные аналоги которых у нас отсутствуют. Многие области применения мощных ПТ в [26] даже не упомянуты.

Обзор зарубежных схемных применений мощных ПТ в преобразовательной технике можно найти в каталоге [195], появившемся уже после подготовки рукописи данной книги.

Данная книга является первым справочным руководством по схемотехнике мощных полевых транзисторов. Авторский коллектив книги включает разработчиков мощных кремниевых и арсенид-галлиевых ПТ из НИИ «Пульсар» (г. Москва) и группу авторов-исследователей и разработчиков схем из Смоленского филиала МЭИ и учебно-научного центра КИТ (214013 Смоленск, Энергетический проезд 1; тел. 6-77-88; 9-11-30). Этот коллектив объединяют долгие годы совместной плодотворной работы, отраженные во многих научных и технических публикациях. На основе тщательного отбора наиболее интересных результатов исследований и разработок подготовлена настоящая книга.

Книга задумана прежде всего как практическое справочное руководство по схемотехнике мощных ПТ. По числу описанных схем и широте охвата областей применения мощных ПТ книга практически не имеет аналогов в мировой литературе. В нее включены лучшие схемотехнические применения мощных ПТ. Среди них много оригинальных, разработанных авторами книги и ранее опубликованных лишь в журнальных статьях. В справочник включены и лучшие схемотехнические решения, описанные другими отечественными и зарубежными специалистами. Рассмотрены многие новые сферы применения мощных ПТ (например, релаксационные генераторы, быстродействующие импульсные устройства, широкополосные усилители и др.), которые в ранее изданных книгах по мощным ПТ не рассматривались. Многие схемы приведены с указанием номиналов их компонентов, осциллограммами входных и выходных сигналов, описанием работы и основных расчетных выражений. Впервые приведены и данные по моделированию различных устройств с мощными ПТ на персональных ЭВМ с использованием современных интегрированных систем (Eureka, MathCAD, MicroCAP).

Дополнительную информацию по применению мощных полевых транзисторов можно получить по указанному выше адресу учебно-научного центра

КИТ.

Авторы

Глава 1.

Основные типы мощных полевых транзисторов

1.1. Полевые транзисторы — активные приборы

Полевые транзисторы — активные полупроводниковые приборы, управляемые полем. Они имеют тонкую область полупроводника (канал) с контактами истока и стока, покрытую затвором. Поперечное поле затвора управляет проводимостью канала. Физические основы работы ПТ описаны в ряде книг, например в [1].

Если затвор с каналом образуют *p-n* переход, то приборы называются полевыми транзисторами с управляющим *p-n* переходом. При изменении напряжения на *p-n* переходе меняются его ширина, толщина канала и проводимость. Последняя максимальна, когда напряжение на *p-n* переходе равно нулю или смещает его в прямом направлении (это, однако, ведет к резкому росту тока затвора).

МДП-транзисторы имеют металлический или полукристаллический затвор, отделенный от канала очень тонким слоем диэлектрика. Поле затвора индуцирует основные носители в канале. Такие приборы называют МДП-транзисторами с индуцированным каналом. Нормально они закрыты и открываются, если напряжение затвор—исток превышает некоторый пороговый уровень U_0 . Технология изготовления МДП-транзисторов позволяет создать канал, проводящий ток. Приборы этого типа называются МДП-транзисторами со встроенным каналом. Они нормально открыты и управляются (ток стока увеличивается или уменьшается) напряжением на затворе различной полярности.

В зависимости от типа проводимости канальной области ПТ могут быть *n*- или *p*-канальными (рис. 1.1). Напряжение на стоке *n*-канальных ПТ положительное, а *p*-канальных отрицательное.

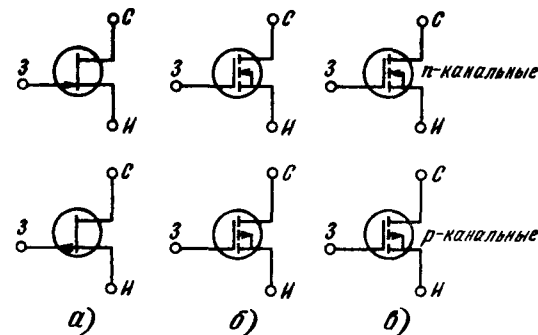


Рис. 1.1. Обозначения мощных полевых транзисторов с управляющим *p-n* переходом (а), индуцированным (б) и встроенным (в) каналами

Будучи трехэлектродными приборами, ПТ характеризуются прежде всего семейством выходных вольт-амперных характеристик (ВАХ), т. е. зависимостью тока стока I_C от напряжений сток—исток $U_{СИ}$ и затвор—исток $U_{ЗИ}$: $I_C = f(U_{СИ}, U_{ЗИ})$. Для малых приращений тока стока можно записать

$$dI_C = \frac{\partial I_C}{\partial U_{ЗИ}} dU_{ЗИ} + \frac{\partial I_C}{\partial U_{СИ}} dU_{СИ} = S dU_{ЗИ} + \frac{dU_{СИ}}{R_i}.$$

Параметр $S = \partial I_C / \partial U_{ЗИ} \approx \Delta I_C / \Delta U_{ЗИ}$ называется крутизной транзистора, а $R_i = \partial I_C / \partial I_C \approx \Delta U_{СИ} / \Delta I_C$ — внутренним сопротивлением. Эти параметры зависят от постоянной составляющей тока стока (т. е. от положения рабочей точки).

Семейство выходных ВАХ (рис. 1.2) содержит характерные почти вертикальные (крутые) и почти горизонтальные (пологие) участки. Рассмотрим

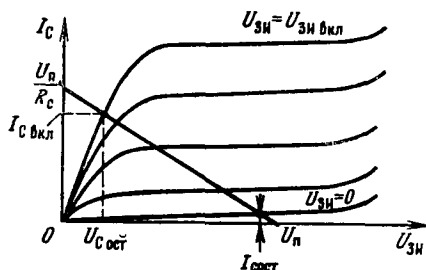


Рис. 1.2. Семейство ВАХ мощного МДП-транзистора с линейной нагрузкой стокового резистора

ренные выше параметры S и R_i обычно указывают для пологих участков, что характерно для работы ПТ в усилительных режимах.

В ключевых схемах ПТ управляется двумя уровнями $U_{ЗИ}$: при одном (например, нулевом для МДП ПТ с индуцированным каналом) он закрыт, а при другом открыт. В открытом состоянии рабочая точка обычно находится на крутом участке ВАХ для заданного $U_{ЗИ}$. При этом прибор между выводами стока и истока имеет сопротивление во включенном состоянии $R_{СИ вкл} \approx U_{СИ отс} / I_{С вкл}$. В выключенном состоянии прибор характеризуется остаточным током $I_{С отс}$ при заданных $U_{СИ отс}$ и $U_{ЗИ}$.

Наконец, все типы мощных ПТ имеют междueleктродные емкости: входную $C_{ЗИ}$ (или C_{11}), проходную $C_{ЗС}$ (или C_{12}) и выходную $C_{СИ}$ (или C_{22}). Эти емкости в основном определяют быстродействие приборов. У ВЧ- и СВЧ-транзисторов (особенно арсенид-галлиевых), приходится учитывать отдельные составляющие этих емкостей и паразитные индуктивности конструкции.

Из общих особенностей мощных ПТ можно отметить:

1. Размещение на одном кристалле сотен и даже тысяч элементарных структур либо разветвленную геометрию элементарной структуры с целью увеличения S и $I_{С макс}$.
2. Введение в область стока высокоомной области с целью повышения рабочих напряжений.
3. Монтаж приборов в корпуса, обеспечивающие хороший теплоотвод при рассеиваемых мощностях до десятков—сотен ватт.
4. Малые габаритные размеры и массу (во многие тысячи раз меньше, чем у ламп), большой срок службы, отсутствие нити накала.
5. Некритичность к токовым перегрузкам.

Достоинствами мощных ПТ являются:

1. Ничтожная мощность управления в статическом режиме и малые токи затвора.
2. Высокая скорость переключения, резко снижающая динамические потери в ключевых схемах.

3. Отсутствие теплового пробоя и слабая подверженность вторичному пробую (что, в частности, связано с отрицательным температурным коэффициентом изменения тока стока).

4. Самоограничение тока стока, препятствующее токовым перегрузкам.

5. Повышенная линейность в усилительных режимах, снижающая уровень интермодуляционных искажений.

6. Отсутствие явления накопления избыточных носителей в структуре и их медленного рассасывания.

К недостаткам мощных ПТ можно отнести: выход из строя при электрических перегрузках по напряжению (даже кратковременных); повышенные по сравнению с биполярными транзисторами остаточные напряжения, что увеличивает потерю в статическом режиме; худшая радиационная стойкость; более высокая, чем у биполярных транзисторов, стоимость.

Эти недостатки частично устраняются. Так, для защиты транзисторов от перегрузок по напряжению (в основном по цепи затвора) в них встраиваются защитные стабилитроны. Сопротивление транзисторов в открытом состоянии уже снижено до сотых долей ома. Радиационная стойкость повышается технологическими способами, а стоимость приборов непрерывно снижается по мере увеличения объема выпуска. Темпы роста сбыта мощных ПТ за рубежом достигают 50% в год и в несколько раз превышают темпы роста сбыта мощных биполярных транзисторов.

Отмеченные достоинства мощных ПТ открывают обширные возможности применения их в усилителях мощности НЧ, ВЧ и СВЧ, радиопередающих устройствах, импульсных и переключающих схемах (в том числе нано- и субнано-секундного диапазона), преобразователях электрической энергии, источниках электропитания с высоким КПД, в генераторах накачки лазерных излучателей и т. д.

Конструктивно мощные ПТ выполняются в стандартных корпусах для мощных полупроводниковых приборов [2], рассеивающих мощности от нескольких до сотен ватт. Как правило, они устанавливаются на массивных теплоотводящих радиаторах.

За рубежом мощные ПТ являются быстро развивающимся классом активных приборов [3—5]. Так, уже в 1984 г. число их типов достигало 1000. Выпуск мощных ПТ налажен рядом крупных фирм.

1.2. Генераторные мощные полевые транзисторы

Генераторные мощные ПТ предназначены для построения генераторов ВЧ- и СВЧ-синусоидальных колебаний с внешним возбуждением (реже автогенераторов). Среди этих приборов изредка встречаются ПТ с управляющим p - n переходом (например, КП903). В основном этот класс представлен МДП-транзисторами.

В разработку генераторных мощных ПТ приоритетный вклад внесли отечественные работы [7—16]. Первые мощные n -канальные МДП-транзисторы (КП901, КП902, КП904, КП905, КП907 и КП908 [17—19]) имели горизонтальную структуру (рис. 1.3). Благодаря применению протяженного высокоомного участка стоковой p -области удалось повысить рабочее напряжение до десятков вольт без опасности перекрытия довольно короткого (около 5 мкм) канала. Сильно разветвленная (в виде змейки) структура поверхности этих приборов позволила увеличить ширину канала и впервые довести рабочие токи до нескольких ампер (приборы КП904 и КП907).

Элементарный (а потому довольно неточный) анализ ВАХ МДП-транзистора дает для крутых участков ВАХ следующее выражение:

$$I_C = \frac{\mu_n Z C_0}{L} \left[(U_{ЗИ} - U_0) U_{СИ} - \frac{U_{СИ}^2}{2} \right],$$

где U_0 — напряжение отсечки; μ_n — подвижность носителей в канале; L — длина канала; Z — ширина канала; $C_0 = \epsilon_0 \epsilon_d / d_d$ — удельная емкость затвора (d_d — толщина диэлектрика подзатворной области).

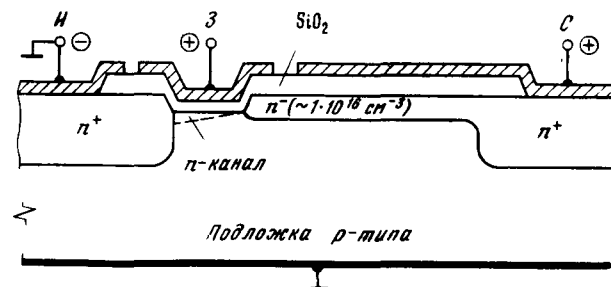


Рис. 1.3. Горизонтальная структура мощного МДП-транзистора

Если обозначить $b = \mu_n Z C_0 / L = \epsilon_0 \epsilon_d \mu_n Z / L d_1$, то получим: $I_C = b [(U_{зи} - U_0) U_{си} - U_{си}^2 / 2]$. Это выражение справедливо при $U_{си} < U_{зи} - U_0$. При $U_{си} \geq U_{зи} - U_0$ ток стока достигает насыщения и равен $I_C = I_{см} = 0,5b (U_{зи} - U_0)^2$. Крутизна приборов при этом $S = b (U_{зи} - U_0) = \sqrt{2bI_C}$.

Из этих соотношений вытекает, что при заданной длине затвора L и подвижности μ_n основной возможностью увеличения $I_{см}$ является увеличение ширины затвора Z . Интересно отметить, что при $L \approx 5 \cdot 10^{-4}$ см значение Z у приборов КП902, КП901 и КП904 составляет соответственно 0,6; 3 и 12 см.

В действительности на работу мощных ПТ с горизонтальной структурой большое влияние оказывают различные физические эффекты: изменение μ_n и L , влияние объемных сопротивлений областей стока и истока, электрический пробой (ведущий к загибу вверх кривых ВАХ при больших $U_{си}$, см. рис. 1.2) и др. Количественная оценка этих явлений во всей их совокупности весьма сложна и частично дается при описании их математических и электрических моделей в гл. 2.

Сделать горизонтальную область канала длиной менее 5 мкм очень сложно. Кроме того, длинный высокоомный «язычок» стока обуславливает большое последовательное сопротивление стоковой области, ведущее к большому $R_{св.вкл.}$. Поэтому, хотя в работах [11—14] были реально показаны уникальные ключевые свойства мощных МДП-транзисторов с горизонтальной структурой (в частности, субнаносекундные времена переключения), развитие этих приборов прекратилось.

В последующем генераторные (и ключевые) приборы стали изготавливаться в основном с вертикальной структурой. Широкую известность получили ВМДП-транзисторы, структура которых показана на рис. 1.4 [9]. В ней

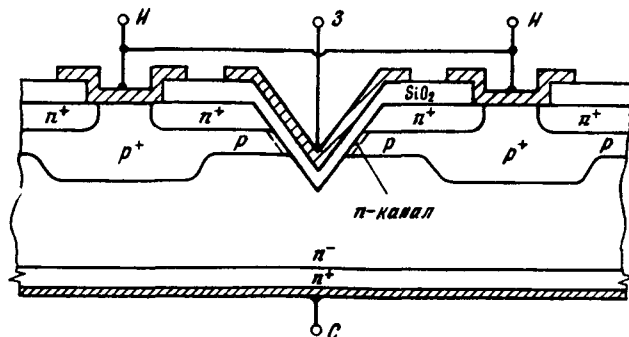


Рис. 1.4. Структура мощного ВМДП-транзистора

можно отметить две принципиально важные особенности. Первая — длина канала L определяется толщиной p -области. Сделать тонкую область толщиной порядка 1 мкм гораздо проще, чем горизонтальный канал длиной 5 мкм. Вторая особенность — массивная и толстая p -область, в которую вытесняется область объемного заряда канала при высоких $U_{си}$. В результате удается одновременно увеличить $U_{си}$ и заметно снизить $R_{св.вкл.}$. В то же время изготовление V-образной канавки требует специальных технологических приемов, а ее острый профиль внизу ведет к концентрации электрических полей и снижению предельных $U_{си}$.

Структура приборов, показанная на рис. 1.5, сочетает преимущества го-

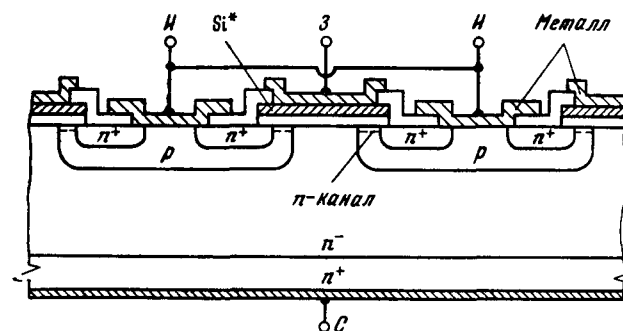


Рис. 1.5. Структура мощного МДП-транзистора, изготовленного по технологии двойной диффузии

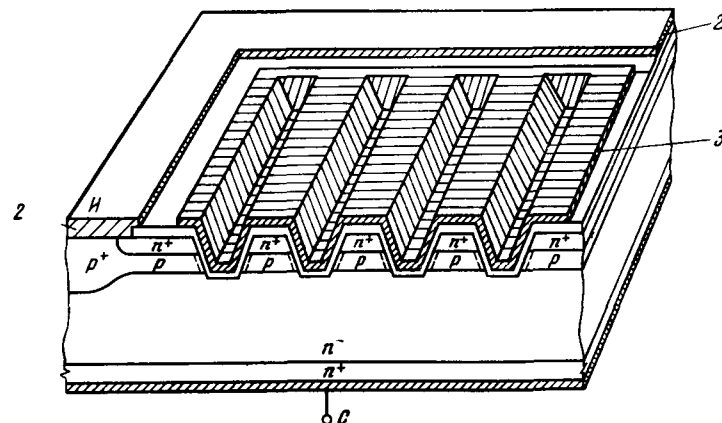


Рис. 1.6. Структура мощного УМДП-транзистора:

1 — индуцированный p -канал; 2 — электрод истока (Al); 3 — электрод затвора (MoAl)

ризонального расположения канала с простотой диффузионных процессов изготовления мощных ПТ. На рис. 1.6 представлена структура приборов с U-образной канавкой. Локализация полей у дна канавки здесь минимальна. На этом рисунке показаны и слои металлизации областей затвора, истока и стока (они заштрихованы). Монолитная структура этих приборов пригодна для реализации силовых приборов. Горизонтальный рельеф приборов

может быть самым разнообразным, например линейчатым, как на рис. 1.6. За рубежом широко известны гексагональные структуры (HEXFET), у которых по поверхности расположены шестигульные ячейки. Получило распространение и множество других структур (SIPMOS, DMOS, TMOS и т. д. [24]).

Наличие в структуре (рис. 1.7, а) паразитного n - p - n транзистора и днода иллюстрирует рис. 1.7. Транзистор нормально закрыт, поскольку его база под-

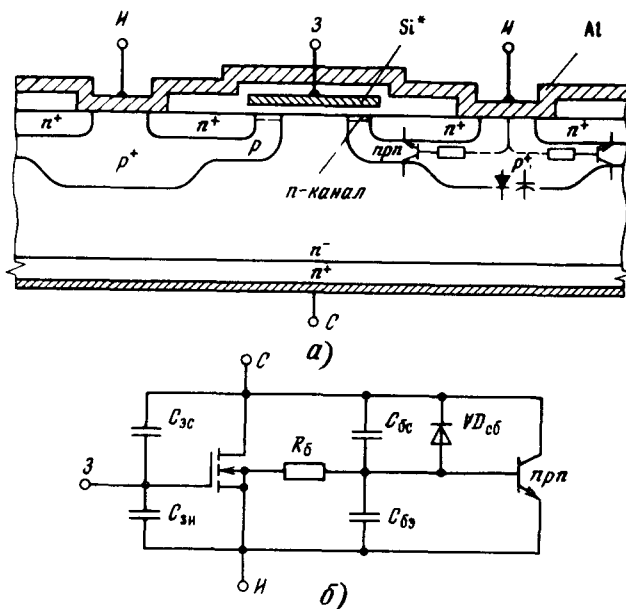


Рис. 1.7. Структура мощного МДП-транзистора с выделенным паразитным дном и n - p - n транзистором (а) и его эквивалентная схема (б)

ключена к эмиттеру через довольно низкоомное сопротивление базовой области $R_б$. Тем не менее наличие транзистора увеличивает ток $I_{с\text{ выкл}}$ и обуславливает возникновение эффекта duc/dt . Суть его в том, что при быстром нарастании напряжения на стоке через емкость сток—база $C_{бс}$ течет ток $C_{бс} duc/dt$, способный открыть паразитный транзистор. Это может привести к пробое прибора.

Составляющие сопротивления $R_{с\text{ вкл}}$ включенного МДП-транзистора иллюстрирует рис. 1.8. Составляющие $R_и$ и $R_с$ малы, так как обусловлены объемными сопротивлениями низкоомных n^+ - и n^{++} -областей. Составляющие $R_о$, R_j и $R_{об}$ более значительны. Их уменьшению способствует большая площадь n^+ -области, занимающая весь кристалл.

Первые отечественные мощные МДП-транзисторы КП901 и КП904 отдавали на частоте 100 МГц мощность 10 и 50 Вт соответственно, а приборы КП902 — мощность до 1,2 Вт на частоте 0,4...0,9 ГГц. Приборы КП905 и КП908 обеспечивают мощность 1 Вт на частоте 1 и 1,9 ГГц, а КП907 — мощность до 5 Вт на частотах до 1 ГГц. Все эти приборы имеют горизонтальную структуру. Приборы с вертикальной структурой КП909—КП941 позволяют получить мощности 10...300 Вт на частотах до 0,4...1 ГГц. Коэффициент усиления по мощности достигает 4...15 дБ, а коэффициент полезного действия в генераторных схемах 45...60%. Рабочие напряжения $U_{си}$ обычно не превышают 70 В, а напряжение питания генераторных схем лежит

в пределах 12...50 В. Подобными параметрами характеризуются и зарубежные приборы данного класса.

Эти данные свидетельствуют о широких возможностях применения мощных МДП-транзисторов в технике радиопередающих устройств ВЧ- и СВЧ-диапазона. Дополнительно следует отметить малый уровень паразитных

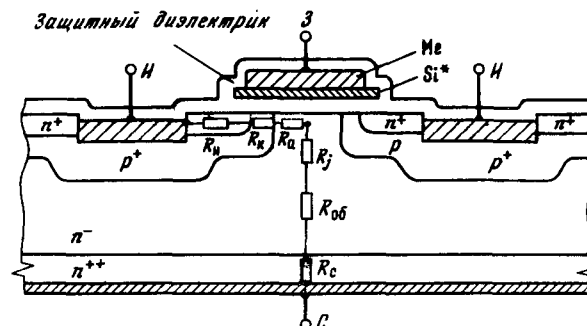


Рис. 1.8. Составляющие полного сопротивления включенного мощного МДП-транзистора

гармоник УВЧ- и СВЧ-усилителей мощности на этих приборах и повышенную эксплуатационную надежность. По значениям $P_{\text{вых}}$ и f приборы обеспечивают полное перекрытие потребностей передающей аппаратуры переносных, переносимых и стационарных радиостанций различного назначения.

1.3. Мощные ключевые полевые транзисторы

Как отмечалось, уже первые исследования ключевого режима мощных МДП-транзисторов с горизонтальной структурой, проведенные в СССР в конце 70-х годов [11, 13, 14], показали их уникальные импульсные свойства. К ним относятся: малые (до долей наносекунд) времена переключения, простота запуска, отсутствие эффекта накопления избыточных зарядов в структуре и медленного их рассасывания, нулевое остаточное напряжение при $U_{си}=0$, большие переключаемые токи, малые динамические потери при переключении и др. В дальнейшем эти свойства были обнаружены и у генераторных приборов с вертикальной структурой [9, 10]. Из этих исследований был сделан вывод о перспективности ключевого режима мощных ПТ и необходимости создания нового класса таких приборов — высоковольтных и высоко-точных мощных ключевых ПТ. В последующие годы этот прогноз полностью подтвердился.

К сожалению, требования к приборам для импульсных и ключевых схем обычно сильно отличаются от требований к генераторным приборам. Например, для большинства передатчиков напряжение питания редко превышает 50...60 В (так, бортовая сеть имеет типовые напряжения 12...28 В). В то же время многие применения ключевых приборов, например преобразователи бестрансформаторных источников электропитания от сети переменного тока 220...380 В, требуют разработки приборов с $U_{си}$ до сотен вольт. Для ключевых приборов весьма желательны как можно меньшие значения $R_{с\text{ вкл}}$.

В таких условиях далеко не всегда удается подобрать генераторные приборы для импульсных применений. В связи с этим был разработан ряд типов специальных ключевых мощных МДП-транзисторов. В табл. 1.1 приведены данные об отечественных ключевых мощных МДП-транзисторах с вертикальной структурой. Следует отметить, что за рубежом выпускаются

Таблица 1.1. Параметры мощных отечественных ключевых МДП-транзисторов

Тип прибора	Тип проводимости канала	$U_{СИ\ макс}$ В	I_C , А	$R_{СИ\ вкл}$ Ом	C_{11} , пФ	$P_{рас}$ Вт	Тип корпуса
2П701А 2П701Б	<i>n</i>	500 400	9	1,5 1,2	1100	40	КТ-57
2П703А 2П703Б	<i>p</i>	150 100	12	0,85 0,7	1500	60	КТ-57
КП704А КП704Б	<i>n</i>	200	10	0,35 0,5	1350	75	КТ-28 2
КП705А КП705Б, В	<i>n</i>	1000 800	6 7	3,7 2,5	1500	125	КТ-9
2П706А 2П706Б, В	<i>n</i>	500 400	20	0,65 0,4—0,6	2500	100	КТ-61А
2П803А 2П803Б	<i>n</i>	1000 800	3 4,5	4,5 4,0	1100	60	КТ-57
КП804	<i>n</i>	60	4	0,45	150	2	КТ-2-7
КП805	<i>n</i>	600	8	1,6	1500	60	КТ-28
КП921	<i>n</i>	45	15	0,3	1500	60	КТ-28
2П922А 2П922Б	<i>n</i>	100	15...20	0,2 0,4	1700	75	КТ-9
КП922А, А1 КП922Б, Б1	<i>n</i>	100	15...20	0,2 0,4	1700	60	КТ-9(А, Б) КТ-28 (А1, Б1)

многие сотни типов таких приборов и они являются быстроразвивающимся и перспективным классом мощных полупроводниковых приборов [3—6].

Структура и типы корпусов ключевых приборов обычно не имеют существенных отличий от генераторных приборов. Просто структура импульсных (ключевых) приборов оптимизируется под их основные параметры ($U_{си\max}$, $I_{с\max}$, C_{11} или C_{21} и $R_{си\text{вкл}}$). При этом представляет интерес связь между основными параметрами. Такая связь дается на рис. 19 для указанных выше параметров (вместо $U_{си\max}$ указаны пробивные напряжения $U_{проб}$). Из рис. 1.9 ясно, что нельзя произвольно выбирать параметры приборов. Например, повышение $U_{си\max}$ или $U_{проб}$ неизбежно ведет к увеличению $R_{си\text{вкл}}$, уменьшение $R_{си\text{вкл}}$ и увеличение $I_{с\max}$ приводят к увеличению C_{11}

(т. е. к увеличению времен переключения и т. д.). Тем не менее по улучшению всех параметров мощных МДП-транзисторов достигнуты значительные

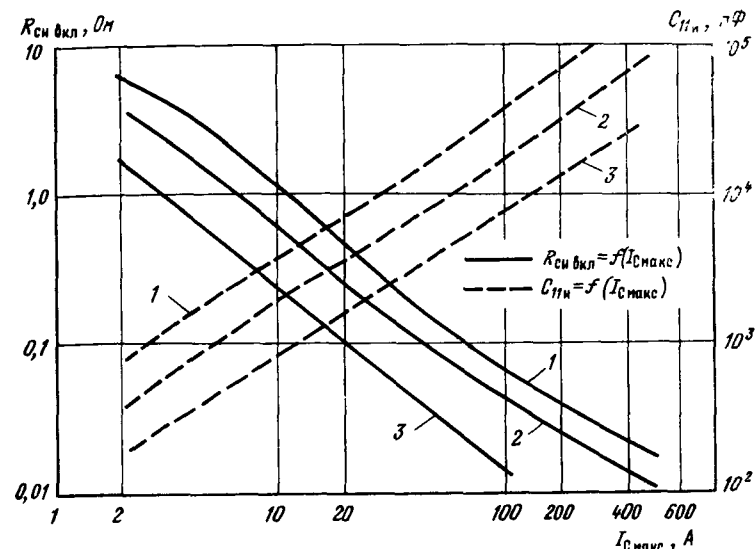


Рис. 1.9. Соотношения между предельными значениями основных параметров мощных МДП-транзисторов:

1) $U_{\text{проб}} = 1000 \text{ В}$; 2) $U_{\text{проб}} = 500 \text{ В}$; 3) $U_{\text{проб}} = 100 \text{ В}$

результаты. Большинство приборов этого типа являются n -канальными, однако в настоящее время ведется интенсивная разработка и p -канальных приборов, а число их типов непрерывно растет.

1.4. Мощные полевые транзисторы со статической индукцией

Еще в начале 50-х годов Шокли и Нишидзава предложили ПТ с управляющим переходом, имеющие семейства ВАХ, подобные тем, которые имеют ламповые триоды. В дальнейшем они получили название транзисторов со

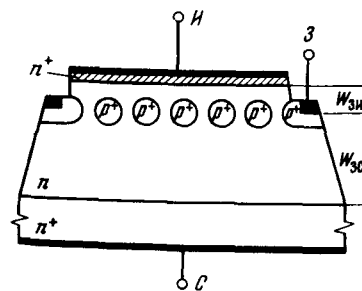


Рис. 110. Структура транзисторов со статической индукцией (СИТ)

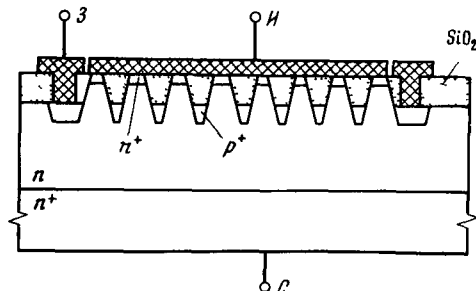


Рис. 111 Структура СИТ японской
фирмы Sony

статической индукцией (СИТ), что подчеркивало общность физических процессов управления током стока с током анода у ламп.

В первых образцах мощных СИТ (рис. 1.10 [29]) p^+ -сетка выполняет роль затвора, управляющего током, текущим через n^+-n-n^+ структуру. Область n^- с малой концентрацией примесей позволяет увеличить рабочие напряжения на стоке и отдалить сток от сетки, что уменьшает проходную емкость. Однако входная емкость у таких приборов значительна.

Транзисторы со статической индукцией японской фирмы Sony (рис. 1.11) имеют множество (несколько тысяч) ячеек с вертикальной структурой, изолированных слоем оксида толщиной около 2 мкм. Это позволяет увеличить мощность приборов и рабочие токи. На рис. 1.12, а показано семейство вы-

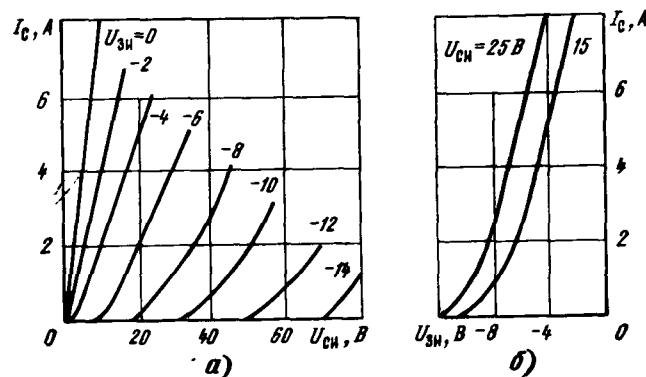


Рис. 1.12. Семейство выходных ВАХ СИТ (а) и его передаточные характеристики (б)

ходных ВАХ одного из таких приборов, а на рис. 1.12, б — его передаточные характеристики. Они имеют довольно протяженный линейный участок. Это в сочетании с малым внутренним сопротивлением R_i делает такие приборы перспективными для высококачественных (класса HiFi) усилителей мощности звуковых частот. Наклон зависимости I_d ($U_{си}$, $U_{зи}$) при $U_{зи}=0$ определяет параметр $R_{си\text{ вкл}}$ — сопротивление СИТ во включенном состоянии. Данные отечественных СИТ приведены в табл. 1.2.

Таблица 1.2. Параметры отечественных СИТ

Тип СИТ	$U_{си\text{ макс}}$, В	$I_{с\text{ макс}}$, А	$R_{си\text{ вкл}}$, Ом	$P_{рас}$, Вт
КП801А	65	5	2,2	60
КП802	500	2,5	1,5	40
КП926А	400	16	0,025*	60

* Значение $R_{си\text{ вкл}}$ указано при открытом управляющем переходе (биполярный режим работы).

В производстве силовых СИТ для энергетических установок лидерство принадлежит японской фирме Tokin [31]. В табл. 1.3 приведены данные

Таблица 1.3. Параметры мощных СИТ фирмы Tokin

Тип СИТ	$U_{си\text{ макс}}$, В	$I_{с}$, А	$R_{си\text{ отк}}$, Ом	$C_{вх}$, пФ	$P_{рас}$, Вт
2SK180, 2SK182E	600	60	1	8 000	500, 1000
TS300	600	200	0,3	25 000	3000
2SK183HE, 2SK183H	1200	60	1,5	8 000	500, 1000
TS300H	1200	180	0,5	25 000	3000
2SK183VE, 2SK183V	1500	60	1,5	8 000	500, 1000
TS300V	1500	180	0,5	25 000	3000

параметрах СИТ фирмы Tokin. Самый мощный из указанных приборов имеет $U_{си\text{ макс}}=1,5$ кВ при максимальном токе стока $I_{с\text{ макс}}=180$ А. Времена переключения приборов 200...500 нс, т. е. значительны, мощность переключения 270 кВт, причем они могут рассеивать мощность до 3 кВт. Стоимость приборов лежит в пределах 38...544 дол. США при поставке 100 шт. в партии.

Несмотря на такие высокие показатели СИТ намного уступают мощным МДП-транзисторам по числу выпускаемых типов и быстродействию. Малые $R_{си\text{ вкл}}$ у приборов этого класса могут быть достигнуты при прямой полярности напряжения на затворе. При этом физика работы СИТ (биполярный режим) напоминает работу обычного биполярного транзистора. Скорость переключения приборов в таком режиме падает, и появляется явление насыщения и медленного рассасывания избыточных зарядов. В этом случае уменьшение $R_{си\text{ вкл}}$ (порой более чем на порядок) окупается слишком высокой ценой.

1.5. Новые типы мощных полевых транзисторов и модули на их основе

Несмотря на большие успехи в развитии мощных ПТ по предельным энергетическим параметрам (рабочим напряжениям, токам и рассеиваемым мощностям) они уступают биполярным приборам. Еще в 1978 г. авторам было предложено сочетание структур биполярного и полевого транзисторов. Мощный МДП-транзистор включался между базой и коллектором еще более мощного биполярного транзистора. Это вело к увеличению $I_{с}$ и крутизны S в $(h_{21}+1)$ раз, где h_{21} — коэффициент передачи тока базы. Было также показано, что у такого комбинированного прибора биполярный транзистор не насыщается, а управление требует ничтожной мощности. К сожалению, прибор, названный побистором (от слов полевой и биполярный транзистор), был реализован только в дискретном исполнении. В качестве управляющего МДП-транзистора использовалась ВМДП-структура.

Значительно позднее были описаны подобные приборы, у которых в качестве управляющего использовался HEXFET МДП-транзистор. При $I_{с\text{ макс}}=20$ А и $U_{си\text{ макс}}=500$ В прибор имел $R_{си\text{ вкл}}<0,3$ Ом. И лишь недавно

появились монокристалльные приборы, реализующие идею совмещения биполярных и МДП-транзисторов. Эти приборы получили за рубежом название IGBT (биполярных транзисторов с полевым управлением). Серийно такие приборы первой стала выпускать фирма IXYS [5].

Структура приборов IGBT (рис. 1.13, а) содержит в стоковой области дополнительный p^+ -слой. В результате образуется дополнительный p - n - p биполярный транзистор с предельно большой площадью (рис. 1.13, б). Потен-

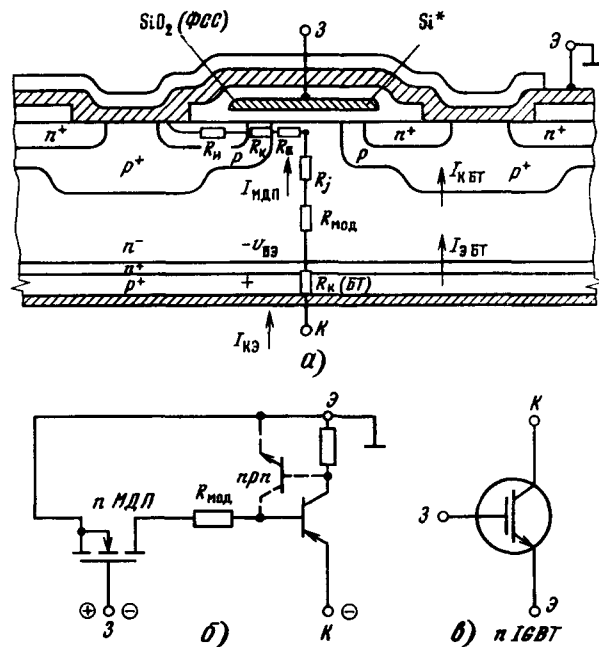


Рис. 1.13. Структура (а), эквивалентная схема (б) и обозначение (в) приборов типа pi IGBT

циал базы p - n - p транзистора всегда выше потенциала коллектора, что затрудняет насыщение транзистора. Ток стока МДП-транзистора усилен биполярным транзистором в $(h_{21}+1)$ раз. При включенном биполярном транзисторе в n^+ -область идут встречные потоки носителей (электронов и дырок), что ведет к модуляции (падению) сопротивления n^+ -области и дополнительному уменьшению остаточного напряжения $U_{си\text{ вкл.}}$. Серийные модули IGBT при $U_{кэ\text{ макс}}=1 \dots 1,2$ кВ обеспечивают переключение токов до $200 \dots 300$ А. При этом входные емкости приборов меньше, чем были бы у мощных МДП-транзисторов с аналогичными токами.

Благодаря сравнительно малым разбросам параметров U_0 и S мощных МДП-транзисторов их легко можно включать параллельно. Многие фирмы выпускают силовые модули на основе мощных МДП-транзисторов. Характерной особенностью таких модулей являются рекордные значения $R_{си\text{ вкл.}}$ (до тысячных долей ома) и $P_{рас}$ (до 5 кВт). Это открывает возможности применения таких модулей в крупных энергопотребляющих объектах, например подвижном электротранспорте, на электрохимическом производстве и др. На рис. 1.14 представлены данные о достигнутом уровне параметров современных мощных ПТ и модулей на их основе.

Силовые модули нередко разрабатываются с встроенными схемами запуска мощных ПТ и устройствами защиты от перегрузок по току и напряжению. Это позволяет считать, что наступил период внедрения «разумных» мощных ПТ и модулей, автоматически подстраивающихся под сложные и

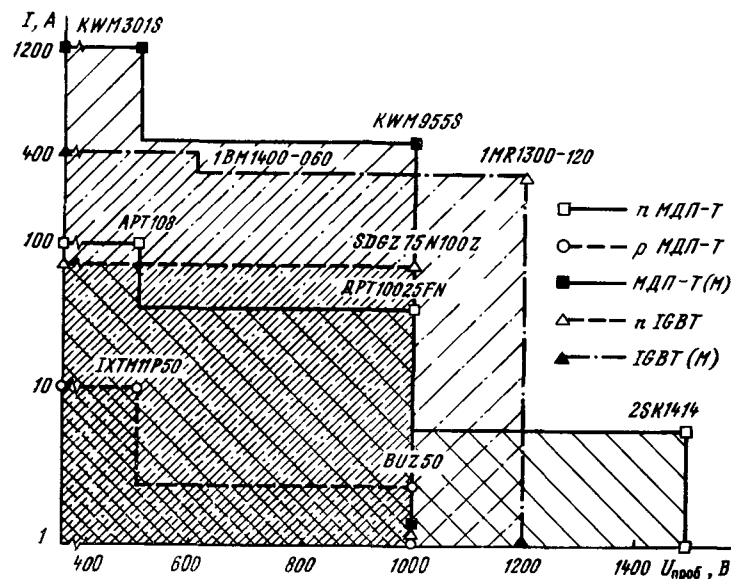


Рис. 1.4. Диаграмма энергетических параметров мощных ПТ различного типа и модулей (М) на их основе

разнообразные условия эксплуатации. Представителем «разумных» приборов является модуль BTS412A, построенный на базе SIMPOS транзисторов [32]. Прибор рассчитан на напряжения 12 и 24 В и автоматически выключается при коротком замыкании нагрузки через 40 мкс. В прибор встроен датчик температуры, выключающий прибор, если температура канала мощного SIMPOS прибора достигает 150°C . Схема запуска позволяет запускать модуль с выхода ТТЛ-микросхем (с напряжением питания 5 В) и обрабатывать с помощью микропроцессора аварийные ситуации.

В [31] описаны и более простые высоковольтные «разумные» приборы с датчиками перегрева и системой защиты от него. По-видимому, можно ожидать в ближайшем времени выпуска полностью интегрированных систем, содержащих силовые ключи, широко-импульсные или резонансные устройства управления и, возможно, даже микропроцессорные средства контроля за работой модулей.

1.6. Арсенид-галлиевые мощные СВЧ-полевые транзисторы

Мощные ПТ «дальнего» СВЧ-диапазона в единицы-десятки гигагерц образуют самостоятельную ветвь в развитии ПТ. Они выпускаются в виде арсенид-галлиевых (GaAs) ПТ с затвором Шоттки (ПТШ). Подвижность электронов у GaAs в несколько раз выше, чем у кремния. Поэтому приме-

нение GaAs обеспечивает существенное увеличение рабочих частот ПТ. В то же время рабочие напряжения СВЧ-транзисторов на основе GaAs до сих пор не удалось поднять выше 8...12 В, поэтому рост мощности достигается в основном за счет увеличения рабочих токов. Как и у кремниевых мощных ПТ, с этой целью используется разветвленная структура приборов, или на одном кристалле создается множество элементарных структур.

На рис. 1.15 представлен вертикальный разрез мощных ПТШ с элементарной структурой. Прибор содержит активный слой с проводимостью n -типа, созданный на полупроводящей подложке (удельное сопротивление $\rho > 10^7 \text{ Ом}\cdot\text{см}$). Поверх активного слоя (с концентрацией примеси $N = (1 \dots 7) \cdot 10^{17} \text{ см}^{-3}$) нанесен высоколегированный слой GaAs (n^+ -контактный слой с $N = (2 \dots 4) \cdot 10^{18} \text{ см}^{-3}$). Исток и сток создаются металлизацией этого слоя. В середине структуры в углублении создается металлизированная область затвора.

На рис. 1.16 показан вид сверху на гребенчатую структуру типичного GaAs мощного ПТШ. Наиболее мощные ПТШ могут содержать до нескольких подобных приборов в одном корпусе. Обычно в приборы встраиваются

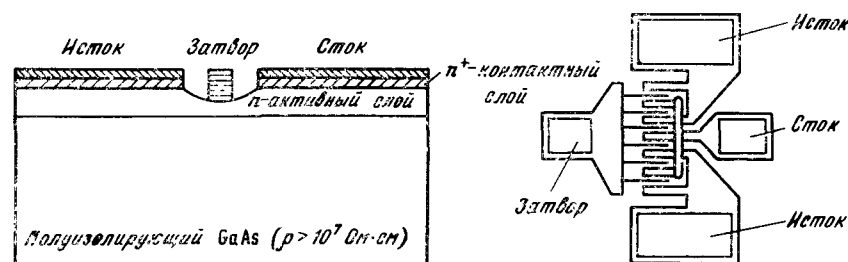


Рис. 1.15. Элементарная структура СВЧ ПТ с барьером Шоттки на основе GaAs

Рис. 1.16. Вид сверху на гребенчатую структуру СВЧ GaAs мощного полевого транзистора с барьером Шоттки

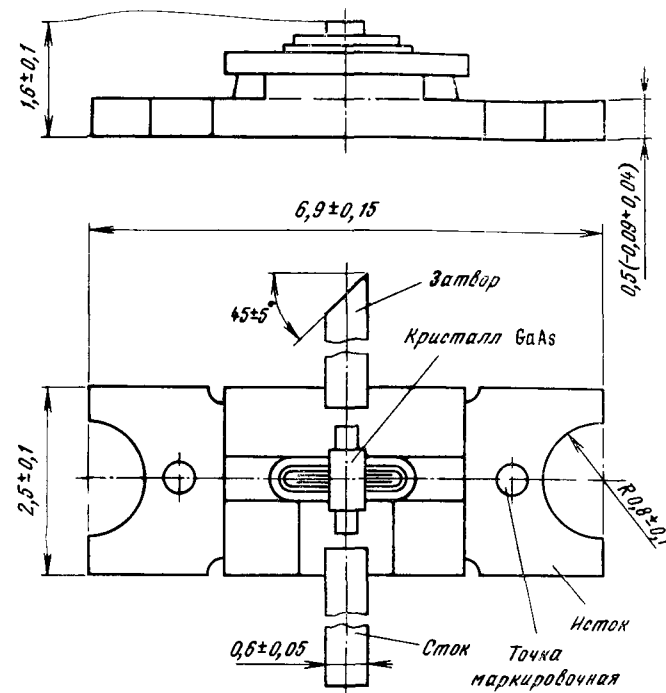


Рис. 1.17. Корпус GaAs СВЧ мощного полевого транзистора с барьером Шоттки 3П603

Таблица 1.4. Параметры отечественных мощных ПТШ

Тип транзистора	Длина затвора, мкм	Ширина затвора, мм	$P_{\text{вых}}$, Вт	K_p , дБ	f , ГГц
3П604А-2	0,5	0,3	0,2	3	18
3П602А-2	1	1	0,2	3	12
3П606Б-2	0,8	1,4	0,4	6	12
3П606В-2	0,8	1,4	0,75	5	12
3П607А-2	0,9	5,4	1	4,5	10
3П608Г-2	0,5	0,28	0,1	4	26
3П603Б-2	0,9	2,8	1	3	12
3П910А-2	1	5,4	0,5	3	8
3П910Б-2	1	5,4	10	3	8
3П915А-2	1	21,6	5	3	8
3П930А-2	1	32,4	10	5	5,7...6,9
3П927А-2	0,8	1,6	0,5	3	18
3П925А-2	1	12	2	5	3,7...4,2
3П925Б-2	1	12	2	5	4,3...4,8
3П925В-2	1	24	5	7	3,7...4,2

специальные цепи согласования, обеспечивающие максимальный коэффициент передачи по мощности в заданной полосе частот (обычно отношение $f_{\text{макс}}/f_{\text{мин}} = 2 \dots 3$). Корпус (рис. 1.17) GaAs мощного ПТШ имеет малые габаритные размеры и полосковые выводы, обеспечивающие минимальную паразитную индуктивность. Корпус рассчитан на монтаж в гибридно-плёночные микросхемы и установку на теплоотводящем радиаторе.

В табл. 1.4 приведены основные данные об отечественных мощных GaAs ПТШ [2, 33, 35]. Данные о некоторых типах зарубежных мощных ПТШ указаны в [3, 35, 36]. Мощные ПТ на основе GaAs являются в основном генераторными приборами. Их применение — усилители и генераторы СВЧ, аппаратура спутникового телевидения, радиопередатчики СВЧ и др. В то же время эти приборы перспективны для построения субнаносекундных низковольтных импульсных и ключевых устройств с временами переключения до 30...50 пс при переключаемых токах в доли ампер и до 0,5 нс при переключаемых токах до 10 А (прибор 3П915).

Основные характеристики и модели мощных полевых транзисторов

2.1. Вольт-амперные характеристики мощных полевых-транзисторов

Статические вольт-амперные характеристики (ВАХ) мощных ПТ описывают зависимость постоянных токов стока, истока и затвора от междуэлектродных напряжений. ВАХ оказываются существенно нелинейными. Наиболее важны три типа ВАХ.

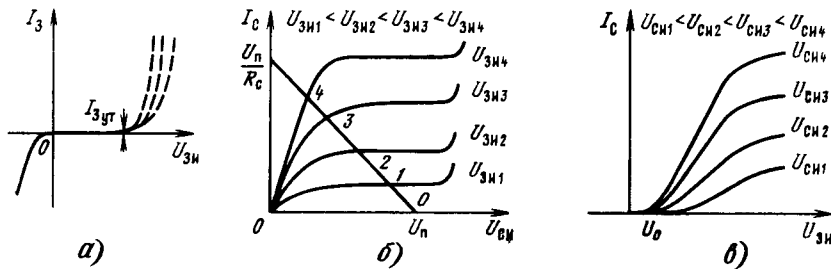
Входные ВАХ описывают зависимость тока затвора $I_{з}(U_{зи})$ от напряжения на затворе при $U_{си} = \text{const}$. При разных $U_{си}$ имеем семейство входных ВАХ.

Выходные ВАХ описывают зависимость тока стока $I_{с}(U_{си})$ от напряжения на стоке $U_{си}$ при разных $U_{зи} = \text{const}$.

Передающие ВАХ описывают зависимость тока стока $I_{с}(U_{зи})$ от напряжения на затворе $U_{зи}$ при разных $U_{си} = \text{const}$.

Для мощных МДП-транзисторов эти ВАХ показаны на рис. 2.1. Входные токи у таких транзисторов (благодаря изоляции затвора) ничтожно

Рис. 2.1. Семейства статических ВАХ мощного МДП-транзистора:



а — входные; б — выходные; в — передающие

малы, и их измерение проблематично. Поэтому входные ВАХ таких приборов (рис. 2.1, а) обычно не приводятся. Иногда указывается ток утечки затвора $I_{зут}$, характеризующий качество изоляции затвора. Этот ток в рабочем диапазоне значений напряжения $U_{зи}$ очень мал. Для приборов КП902 он меньше 3 нА. При больших $U_{зи} > 0$ наблюдается резкий рост тока $I_{з}$ вследствие пробоя диэлектрика затвора или кремниевого стабилизатора, защищающего цепь затвора от пробоя. Рост $I_{з}$ может наблюдаться и при $U_{зи} < 0$ вследствие отпирания защитного стабилизатора (при $U_{зи} < 0$ он смещен в прямом направлении). Такой стабилизатор встроен в структуру приборов. Каждая кривая семейства выходных ВАХ (рис. 2.1, б) имеет три характерные области, плавно переходящие друг в друга: резкого изменения $I_{с}$ с ростом $U_{си}$ (крутая область) при малых $U_{си}$, плавного изменения $I_{с}$ при больших $U_{си}$ (пологая область) и резкого роста $I_{с}$ при больших $U_{си}$, достигающих уровня электрического пробоя. Третья область является нерабочей, и следует избегать работы в ней в любых схемах, так как пробой мощных МДП-транзисторов выводит их из строя.

Наклоны зависимостей $I_{с}(U_{си})$ характеризуется дифференциальным внутренним сопротивлением

$$R_i = \left. \frac{\partial U_{си}}{\partial I_{с}} \right|_{U_{зи} = \text{const.}} \quad (2.1)$$

Это сопротивление можно определить для любой заданной рабочей точки ($U_{зи}$, $U_{си}$), определяющей значение $I_{с}$. На крутых участках ВАХ $R_i \approx 1/S$, и так как крутизна S велика (доли-единицы ампер на 1 В), то R_i имеет порядок долей-единиц ом. В пологой области ВАХ величина R_i возрастает до единиц-десятков килоом.

Семейство передаточных характеристик (рис. 2.1, в) также сильно нелинейно, хотя многие типы мощных МДП-транзисторов, особенно с горизонтальным каналом (КП901, КП902, КП904, КП905, КП907, КП908 и др.), имеют близкую к линейной среднюю часть передаточных ВАХ. С помощью передаточных ВАХ определяется низкочастотная малосигнальная крутизна:

$$S_0 = \left. \frac{\partial I_{с}}{\partial U_{зи}} \right|_{U_{зи} = \text{const.}} \quad (2.2)$$

Ее значение также зависит от положения рабочей точки. При заперении транзисторов ($U_{зи} < U_0$) и при ограничении роста $I_{с}$ значение $S_0 \rightarrow 0$.

Динамические передаточные характеристики (ДПХ) определяют зависимость $I_{с}(U_{зи})$ для схемы рис. 2.2 с резисторной нагрузкой. В этом случае изменение $U_{зи}$ сопровождается изменением напряжения $U_{си} = U_{п} - I_{с}(U_{зи}, U_{си})R_c$. Для построения ДПХ можно воспользоваться семейством выходных ВАХ. Построив на нем линию нагрузки резистора R_c , можно найти ряд точек пересечения ее с кривыми ВАХ для различных $U_{зи i}$ ($i = 1, 2, \dots$). Перенеся значения тока $I_{с}$ для этих точек на плоскость ($I_{с}, U_{зи}$), получим ДПХ (рис. 2.3).

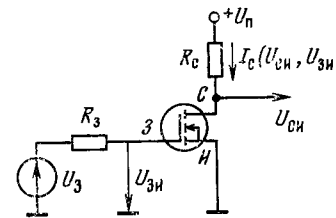


Рис. 2.2. Схема с общим истоком на мощном МДП-транзисторе

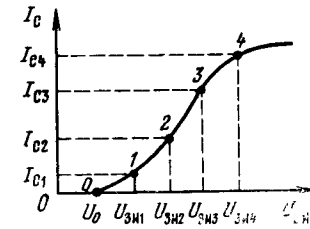


Рис. 2.3. Динамическая передаточная характеристика схемы рис. 2.2 вида $I_{с} = f(U_{зи})$

Можно построить ДПХ и в плоскости ($U_{си}$, $U_{зи}$). В этом случае ДПХ характеризует зависимость напряжения на стоке $U_{си}$ от напряжения на затворе $U_{зи}$. Падающий участок этой ДПХ (рис. 2.4) указывает на то, что схема на рис. 2.2 выполняет функции инвертора.

Динамические передаточные характеристики часто используются при анализе электронных схем. Например, с помощью ДПХ можно рассчитать коэффициент нелинейных искажений в усилительных схемах. Наклоны ДПХ (рис. 2.4) в средней части характеризует дифференциальный коэффициент усиления каскада (см. рис. 2.2) в линейном режиме работы:

$$K = \frac{du_{си}}{du_{зи}} \approx \frac{\Delta u_{си}}{\Delta u_{зи}} \approx S(R_c \parallel R_i). \quad (2.3)$$

Семейства выходных и передаточных ВАХ мощных МДП-транзисторов обычно приводятся в справочной литературе [2, 17–23]. Теоретическому анализу ВАХ посвящен ряд работ. При этом можно выделить три характерных подхода: применение результатов анализа маломощных МДП-транзисторов, разработка уточненных моделей (учитывающих частично специфику работы мощных приборов) и применение аппарата формальной аппроксимации ВАХ.

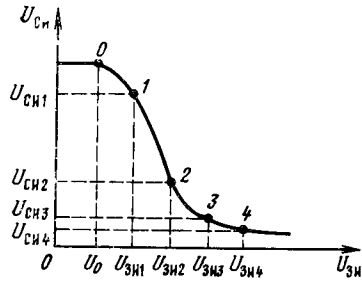


Рис. 2.4. Динамическая передаточная характеристика схемы рис. 2.2 вида $U_{си} = f(U_{зи})$

Выражения для ВАХ идеализированной структуры маломощного МДП-транзистора хорошо известны и приведены в ряде работ [1, 26, 38]. Показано, что I_C определяется с помощью трех формул:

$$I_C = 0 \text{ при } U_{зи} < 0, \quad (2.4)$$

$$I_C = \beta [2U_{си}(U_{зи} - U_0) - U_{си}^2] \text{ при } 0 < U_{си} < (U_{зи} - U_0), \quad (2.5)$$

$$I_C = \beta (U_{зи} - U_0)^2 \text{ при } 0 < (U_{зи} - U_0) < U_{си}, \quad (2.6)$$

где β — удельная крутизна, равная

$$\beta = \mu Z C_0 / L, \quad (2.7)$$

$$C_0 = \epsilon \epsilon_0 d \quad (2.8)$$

— удельная емкость канала; d — толщина диэлектрика; L — длина канала; Z — его ширина (общая).

Для (2.6) характерна квадратичная зависимость I_C от $U_{зи}$. При этом крутизна S (2.2) на пологих участках ВАХ непрерывно растет с ростом $U_{зи}$:

$$S = \beta (U_{зи} - U_0), \quad (2.9)$$

а выходное сопротивление (2.1) на начальных участках ВАХ падает

$$R_i = 1/2\beta (U_{зи} - U_0). \quad (2.10)$$

Для многих типов (особенно зарубежных) мощных МДП-транзисторов такое поведение в первом приближении вполне корректно. На рис. 2.5

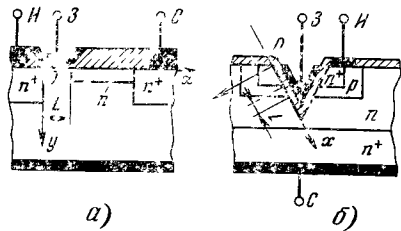


Рис. 2.6. Физико-топологические модели для расчета ВАХ прибора с горизонтальным каналом (а) и V-образной канавкой (б)

Связано это с уменьшением подвижности носителей в канале и влиянием последовательных сопротивлений стока и истока.

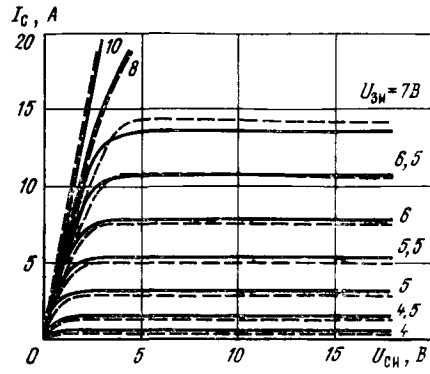


Рис. 2.5. Семейство ВАХ мощного МДП-транзистора IRF130

Более точные расчетные выражения для ВАХ получены в [40]. В ней рассмотрены мощные МДП-транзисторы, идеализированная структура которых показана на рис. 2.6. Считая, что распределения акцепторной примеси N_a и донорной N_d равномерные, можно воспользоваться следующим выражением для тока стока:

$$I_C = \frac{Z}{L} \int_{U_i}^{U_C} \mu(E_x, E_y) Q_n(U_x) dX, \quad (2.11)$$

где

$$E_x = dU_x/dX, \quad E_y = e_d(U_3 - U_x)/d_d e_m, \quad (2.12)$$

$$\mu(E_x, E_y) = \mu_0 / (1 + E_x/E_x^*) (1 + E_y/E_y^*), \quad (2.13)$$

где L и Z — длина и ширина канала; E_x и E_y — напряженности продольного поперечного полей в канале; E_x^* и E_y^* — их критические значения, при которых подвижность μ падает вдвое; Q_n — полный заряд подвижных носителей в канале; μ_0 — начальная подвижность; U_x , U_C и U_i — напряжения в точке x канала, на стоке и истоке соответственно; e_d , e_m — диэлектрическая проницаемость диэлектрика и полупроводника; d_d — толщина диэлектрика на затворе.

Поскольку n -область у мощных МДП-транзисторов соединена с истоком и заряд подвижных носителей намного больше заряда в обедненной n -области, полный заряд

$$Q_n = Q_a = C_0(U_3 - U_x), \quad (2.14)$$

где Q_a — заряд на затворе;

$$C_0 = \epsilon \epsilon_0 / d_d. \quad (2.15)$$

Малое у мощных МДП-транзисторов пороговое напряжение U_0 полагается равным нулю, так как учет $U_0 \neq 0$ возможен в конечных формулах (суммированием с U_3). Усредняя далее продольную составляющую напряженности электрического поля в канале

$$E_x = U_0/L, \quad (2.16)$$

подставляя (2.11)–(2.16) в (2.11) и выполняя интегрирование, можно найти ВАХ активной области прибора:

$$I_C = \frac{b}{1 + (U_C/U_C^*)} \left[U_3^2 \left(\frac{U_C}{U_3} - \ln \frac{U_3^* + U_3}{U_3^* + U_3 - U_C} \right) \right] \text{ при } U_C \leq U_3, \quad (2.17)$$

$$I_C = I_{сн} = b \frac{U_C^* U_3^*}{U_C^* + U_3^*} \left[\frac{U_3}{U_3^*} - \ln \left(1 + \frac{U_3}{U_3^*} \right) \right] \text{ при } U_C \rightarrow U_3, \quad (2.18)$$

где $b = Z C_0 \mu_0 / L$, $U_C^* = L E_x^*$, $U_3^* = \epsilon_m d_d E_y^* / e_d$. Эти выражения определяют зависимость I_C от U_3 и U_C для трех характерных случаев:

1. Подвижность $\mu = \mu_0 = \text{const}$, $U_3^* \gg U_3$, $U_C^* \gg U_C$. Полагая при этом в (2.18) $U_C^* + U_3^* \approx U_C^*$, $\ln(1 + U_3/U_3^*) \approx U_3/U_3^* - U_3^2/2U_3^{*2}$, получаем квадратичную зависимость для маломощных приборов: $I_{сн} = b U_3^2$.

2. Подвижность μ зависит только от поперечной составляющей E_y , $U_3^* \ll U_3 \ll U_C^*$. В этом случае $U_3/U_3^* \gg \ln(U_3^*/U_3^*)$, $U_C^* + U_3^* \approx U_C^*$ и $I_{сн} = b U_3^* U_3$, т. е. ток стока насыщения линейно зависит от U_3 и крутизна передаточной характеристики $S_0 = b U_3^* = \text{const}$. Этот случай реализуется у серийных мощных МДП-транзисторов в широкой области рабочих напряжений и токов.

3. На подвижность влияют обе составляющие напряженности поля в канале: $U_3^* \ll U_3$, $U_C^* \ll U_3$. В этом случае $U_3/U_3^* \gg \ln(U_3/U_3^*)$, $U_C + U_3 \approx U_{3и}$ и ток стока насыщается предельного значения $I_{Cн макс} = bU_3^*U_C^* = \varepsilon_0 \varepsilon_{пп} E_y E_x^* Z$, т. е. перестает зависеть от U_3 . Этот случай у мощных МДП-транзисторов реализуется при больших напряжениях на затворе. Он ответствен за наблюдаемый спад зависимости крутизны S от напряжения на затворе при больших U_3 и больших I_C и позволяет оценить предельные возможности мощных МДП-транзисторов.

В пологой области рост I_C от U_C у мощных МДП-транзисторов с малой длиной канала наблюдается вследствие укорочения канала, обусловленного расширением обедненной стоковой области, на величину l_k . Кроме того, существует еще один механизм роста тока — пробой стоковой n^+p области. Оба этих механизма можно учесть с помощью аппроксимации $I_C = I_{Cи}/(1 - l_k/L) - I_0/[1 - (U_C/U_{пр})^n]$, где первый член описывает рост I_C вследствие роста l_k , второй — пробой n^+p перехода с обратным током I_0 и напряжением пробоя $U_{пр}$. Оба этих механизма обуславливают уменьшение дифференциального выходного сопротивления на пологих участках ВАХ. Показатель степени $n \approx 2$.

Ориентировочно ширина областей объемного заряда в стоковых n^- и p^- областях при малых токах стока может определяться по формулам, справедливым для несимметричного резкого перехода:

$$I_C(0) \approx \sqrt{2\varepsilon_{пп}\varepsilon_0(U_C - U_3)/qN_d}, \quad I_k(0) \approx N_d I_C(0)/N_a.$$

Поскольку у мощных МДП-транзисторов $N_a \gg N_d$, то область объемного заряда с ростом напряжения U_C распространяется преимущественно в сток.

Для приборов (рис. 2.6, а), имеющих n^- -область малой толщины, при больших токах I_C существен механизм смещения границы области объемного заряда, обусловленный накоплением в этой области динамического объемного заряда подвижных носителей. Рост ширины области объемного заряда (ООЗ) при увеличении U_C и I_C ведет к изменению сопротивления n^- -области вследствие изменения длины неперекрываемого участка ООЗ согласно отношению $r_c = r_{c0} \rho_n (l_n - l_c)/y_c^* Z$, где ρ_n , l_n — удельное сопротивление и длина n^+ -области стока; r_{c0} — сопротивление n^+ -области стока и омического контакта. Согласно расчетным данным уменьшение r_c вследствие указанного эффекта смещения ООЗ при больших I_C и U_C достигает значений 20...50% от r_{c0} и должно учитываться, поскольку оно определяет остаточное напряжение включенного транзистора. В вертикальной V-структуре (рис. 2.6, б) ток I_C течет поперек тонкой n^- -области, сопротивление которой мало, и его модуляцию можно не учитывать.

Температурная зависимость параметров легко учитывается заменой U_0 на $U_0(T)$ (где T — температура) и заменой μ_0 на $\mu_0(T)$, где $\mu_0(T) = \mu_0(T_0)(T_0/T)^m$; $\mu_0(T_0)$ — значение μ_0 при заданной температуре T_0 (обычно 0 или 20°С); m — коэффициент аппроксимации, значение которого зависит от структуры прибора и технологии его изготовления.

В [40] приведены данные расчета с помощью ЭВМ семейства ВАХ мощного ПТ КП907 при следующих данных: $N_a = 2 \cdot 10^{16}$ см⁻³; $N_d = 1 \cdot 10^{15}$ см⁻³; $E_x^* = 5 \cdot 10^4$ В/см; $E_y^* = 1,5 \cdot 10^5$ В/см; $\rho_n = 1$ Ом·см; $y_c^* = 2 \cdot 10^{-3}$; $r_n = r_c = 1$ Ом; $d_d = 2 \cdot 10^{-5}$ см; $\varepsilon_0 = 8,86 \cdot 10^{-14}$ Ф/см; $\varepsilon_{пп} = 3,5$; $\varepsilon_d = 7$; $\mu_0 = 600$ см²/В·с; $q = 1,6 \cdot 10^{-19}$ К и $v_{пп} = 1 \cdot 10^7$ см/с. Расчетные и экспериментальные (штриховые линии) семейства ВАХ, представленные на рис. 2.7, а, свидетельствуют о довольно высокой точности расчета. Были рассчитаны также значения крутизны S (2.2) в функции от напряжения на затворе U_3 (при $U_C = \text{const}$) и на стоке U_C (при $U_3 = \text{const}$). Полученные зависимости (рис. 2.7, б, в) также соответствуют экспериментальным. Качественных отличий ВАХ от реальных не наблюдается.

Хотя подобный анализ ВАХ позволяет определить $I_C(U_{си}, U_{3и})$ в широком диапазоне рабочих напряжений и токов, он довольно сложен.

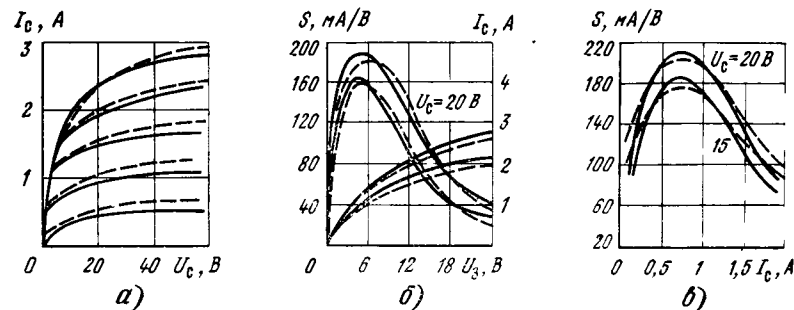


Рис. 2.7. Расчетные и экспериментальные семейства ВАХ мощного МДП-транзистора КП907 (а) и зависимости крутизны от напряжения на затворе (б) и стоке (в)

К сожалению, это относится и к другим попыткам получения теоретических ВАХ исходя из анализа физико-топологических моделей мощных МДП-транзисторов. В связи с этим возрастает роль аппарата и методов аппроксимации ВАХ. Они рассматриваются в дальнейшем.

2.2. Вольт-амперные характеристики мощных полевых транзисторов с управляющим $p-n$ переходом

Мощные кремниевые ПТ с управляющим $p-n$ переходом бывают двух основных типов: обычные (с «пентодной» ВАХ) и со статической индукцией (с «триодной» ВАХ). Во всех этих приборах управляющее напряжение U меняет ширину обедненной области $p-n$ перехода, что ведет к изменениям толщины канала и тока стока.

Входная характеристика этого класса приборов описывается обычным выражением для ВАХ $p-n$ перехода:

$$I_a = I_0 (\exp(U/m\varphi_T) - 1), \quad (2.19)$$

где I_0 — обратный ток $p-n$ перехода; m — коэффициент, учитывающий рекомбинацию носителей в $p-n$ переходе; φ_T — тепловой потенциал ($\varphi_T = kT/q$, где k — постоянная Больцмана; q — заряд электрона; T — абсолютная температура). При комнатной температуре (20°С) $\varphi_T \approx 0,025$ В.

На рис. 2.8 представлена входная ВАХ кремниевого ПТ с управляющим $p-n$ переходом. Ток I_3 даже при обратном смещении на затворе заметен (например, до 1 мА у приборов КП926А), а при прямом смещении резко возрастают. Рост I_3 наблюдается и при больших обратных напряжениях из-за возникновения электрического пробоя $p-n$ перехода.

Для семейства ВАХ ПТ данного класса с n -каналом известны следующие выражения:

$$\frac{I_C}{I_{C0}} = -\frac{3U_{си}}{U_0} - 2 \left[\left(\frac{U_{3и} - U_{си} - U_в}{U_0} \right)^{3/2} - \left(\frac{U_{3и} + U_в}{U_0} \right)^{3/2} \right] \quad (2.20)$$

при $U_{си} > U_{3и} - U_0 - U_в$,

$$\frac{I_C}{I_{C0}} = 3 \frac{U_{3и} - U_{си} - U_в}{U_0} - 2 \left(\frac{U_{3и} - U_{си} - U_в}{U_0} \right)^{3/2} - 1 \quad (2.21)$$

при $U_{си} \leq U_{3и} - U_0 - U_в$.

Здесь I_{C0} — ток стока при $U_{3и} + U_в = 0$ и $U_{си} = -U_0$; U_0 — напряжение отсечки; $U_в$ — внутренний потенциал (для кремниевых приборов $U_в \approx 0,7$ В, $U_0 \approx 4$ В). Для приборов с каналом p -типа полярность напряжений и токов меняется на противоположную.

Вид ВАХ, рассчитанных по (2.20), (2.21), мало отличается от вида ВАХ МДП-транзисторов. На рис. 2.9, а представлено семейство ВАХ мощного

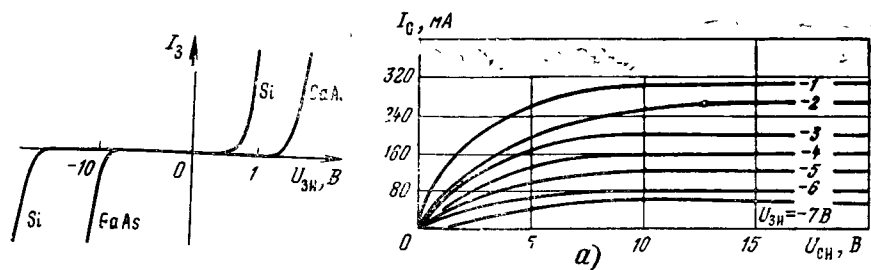
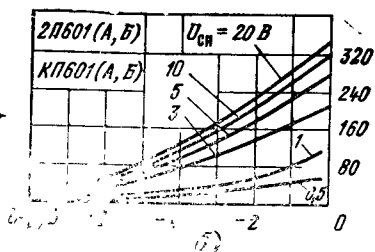


Рис. 2.8. Вид выходных ВАХ кремниевых и арсенид-галлиевого полевых транзисторов с управляющим p - n переходом

Рис. 2.9 Семейство ВАХ транзистора КП801 с управляющим p - n переходом (а) и его передаточные характеристики (б)



Si ПТ с управляющим p - n переходом КП801, а на рис. 2.9, б — его передаточная характеристика.

Вид семейства ВАХ мощных ПТ с управляющим p - n переходом зависит от длины канала. Приборы с малой длиной канала имеют ВАХ, подобные приведенным на рис. 2.10. Здесь можно наблюдать постепенный переход от «пентодного» вида ВАХ к «триодному». В последнем случае дифференциальное сопротивление резко падает вплоть до значений, при которых $SR_i < 1$. Этот эффект привел к появлению нового класса мощных ПТ с СИТ, имеющих ярко выраженные «триодные» ВАХ (рис. 2.11). При подаче отрицатель-

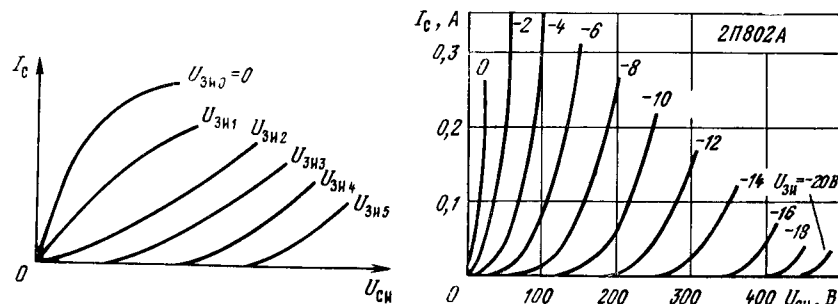
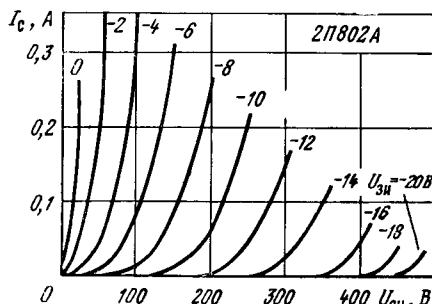


Рис. 2.10. Семейство ВАХ кремниевых полевых транзисторов с коротким каналом обнаруживает переход с «пентодной» области в «триодную»

ного смещения на затвор СИТ работает подобно вакуумному триоду — ток его ограничен пространственным зарядом. При положительном смещении на управляющем переходе СИТ превращается в биполярный транзистор. Биполярный режим работы СИТ позволяет получать меньшие R_i на начальных участках ВАХ, но ведет к резкому снижению быстродействия ключевых

Рис. 2.11. Семейство выходных ВАХ КП802 в полевом режиме работы со статической индукцией



схем на этих приборах (из-за возникновения эффекта накопления в структуре избыточных зарядов неосновных носителей, рис. 2.12).

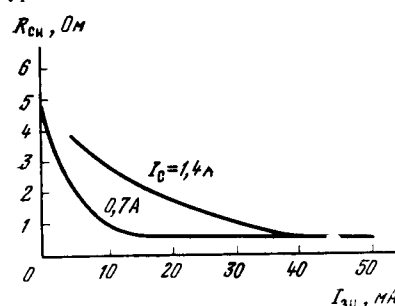


Рис. 2.12. Зависимости сопротивления канала от входного тока для СИТ КП802 в биполярном режиме

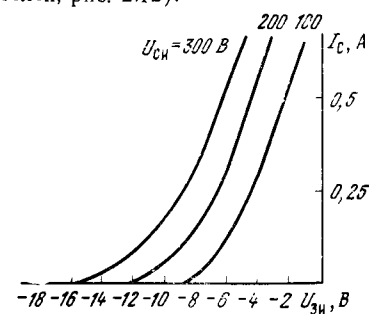


Рис. 2.13. Семейства передаточных ВАХ и КП802

Семейство «триодных» ВАХ СИТ описывается выражением [29]

$$I_C = I_0 \exp \{ [-\eta (kT)] (U_3 - U_3^* / \mu^*) \}, \quad (2.22)$$

где μ^* — внутренний коэффициент усиления; η — коэффициент, зависящий от структуры прибора; I_0 — масштабный ток. Значение η возрастает при уменьшении ширины канала и концентрации примесей в нем.

При больших плотностях тока в канале (2.22) дает большие погрешности из-за неучета последовательных сопротивлений областей стока и истока r_{π} . В этом случае [29]

$$I_C = (U_C + \mu^* U_3) / [(1 + \mu^*) R_{\pi} + R_C]. \quad (2.23)$$

Внутренний коэффициент усиления

$$\mu^* = \frac{\partial U_C}{\partial U_3} \Big|_{I_C = \text{const}} = \frac{W}{W_3}, \quad (2.24)$$

где W и W_3 — расстояния от центра затвора до границы нейтральных областей стока и истока соответственно.

Внутреннее сопротивление СИТ

$$r_c = \partial U_C / \partial I_C = \mu (\partial U_3 / \partial I_C) = \mu / S_0, \quad (2.25)$$

где μ — внешний коэффициент усиления (пропорционален μ^*).

Передаточные характеристики СИТ (рис. 2.13) имеют довольно протяженные линейные участки, что делает перспективным применение СИТ в усилителях мощности с малыми нелинейными искажениями. Из этих характеристик видно, что эти приборы нормально (т. е. при $U_{3и} = U_{3и} = 0$) открыты.

К приборам с управляющим p - n переходом относятся также мощные ПТШ. Входная ВАХ их также описывается выражением (2.19).

На рис. 2.14 представлено семейство выходных ВАХ одного из наиболее сильноточных мощных ПТШ КП915. Этот прибор фактически содержит в одном корпусе четыре структуры транзисторов КП910. Все мощные ПТШ пока являются низковольтными приборами ($U_{C1 \text{ макс}} \leq 7 \dots 8$ В).

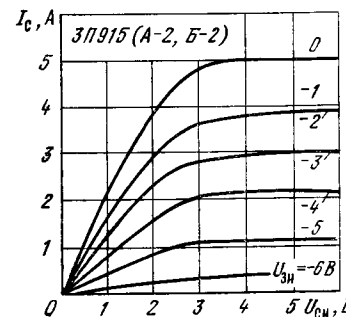


Рис. 2.14. Семейство выходных ВАХ мощного полевого транзистора с барьером Шотки КП915

Хотя вид семейства выходных ВАХ кажется вполне обычным, теоретический анализ их крайне сложен. Причинами этого являются: крайне малые размеры структуры, короткий (единицы микрометров) канал, наличие падающего участка на зависимости подвижности электронов от напряженности поля в канале, необходимость учета саморазогрева структуры и возможность возникновения в них доменов. Попытки анализа ВАХ GaAs мощных ПТШ предприняты во многих работах [41—43, 53], но они не привели к достаточно простым аналитическим выражениям для описания семейства ВАХ. Поэтому целесообразно пользоваться аппроксимациями, описанными в дальнейшем.

2.3. Аппроксимация вольт-амперных характеристик мощных полевых транзисторов

Аппроксимация выходных ВАХ мощных ПТ означает подмену реальной зависимости тока стока I_C от напряжения $U_{СИ}$ и $U_{ЗИ}$ на некоторую достаточно простую математическую зависимость $I_C(U)$. При этом отслеживаются два пути аппроксимации — применение формальных зависимостей $I_C(U_{СИ}, U_{ЗИ})$ и корректировка теоретических зависимостей, полученных из анализа физико-топологической модели приборов. Хотя второй путь выглядит более предпочтительным, на деле он далеко не всегда реализуем, так как теория ВАХ мощных приборов не дает достаточно простых и пригодных для практических расчетов выражений. В них входит множество неизвестных разработчикам схем физико-топологических параметров мощных ПТ.

Естественно, что аппарат аппроксимации ВАХ постоянно пополняется новыми расчетными выражениями по мере разработки новых типов мощных ПТ. Трудности аппроксимации связаны с необходимостью аппроксимировать полные семейства ВАХ, т. е. с вынужденной двухмерностью аппроксимации. Это затрудняет применение некоторых универсальных методов аппроксимации нелинейных зависимостей, например полиномиальных. Далее полагаем исток заземленным и считаем, что $U_{ЗИ} = U_Z$ и $U_{СИ} = U_C$.

Одной из первых была предложена линейно-экспоненциальная аппроксимация семейства ВАХ мощных МДП-транзисторов КП901, КП902 и КП904 [11, 44]:

$$I_C(U_C, U_Z) = S_0(U_{ЗИ} - U_C) [1 - \exp[-k U_{СИ} / (U_{ЗИ} - U_0)]] \quad (2.26)$$

при $0 < (U_{ЗИ} - U_0) \leq I_{C \max} / S_0$.

$$I_C = I_{C \max} \quad (2.27)$$

при $U_Z - U_0 \geq I_{C \max} / S_0$.

Передаточная характеристика при этом состоит из трех отрезков (рис. 2.15). На участке 1 мощный ПТ закрыт, на участке 2 ток I_C пропорционален разности $U_Z - U_0$, а на участке 3 $I_C = I_{C \max}$. Напряжение $U_{ЗМ} = U_0 + I_{C \max} / S_0$, крутизна $S_0 = \text{const}$ соответствует наклону участка 2 аппроксимации передаточной ВАХ.

Для подбора параметра аппроксимации надо выбрать некоторую кривую в пределах рабочей области ВАХ и на ней найти точку $I_{0,5} = 0,5 I_{C \text{ пр}}$, где $I_{C \text{ пр}}$ — предельное значение тока стока, к которому стремится значение тока стока, определяемое по этой кривой тогда (учитывая экспоненциальный характер кривой)

$$k = \ln 2 (U_Z - U_0) / U_{C0,5} \approx 0,693 (U_Z - U_0) / U_{C0,5}$$

При малых $U_{СИ}$, когда $k U_{СИ} \ll (U_Z - U_0)$, можно разложить экспоненциальную зависимость (2.26) в ряд и, ограничившись учетом двух первых членов, записать

$$I_C \approx U_C k S_0 = U_C / R_{k \min}, \quad (2.28)$$

где $R_{k \min} = 1 / k S_0$ — минимальное сопротивление канала включенного мощного ПТ.

Параболически экспоненциальная аппроксимация передаточной ВАХ [14, 44] позволяет учесть плавный переход от участка 2 (рис. 2.15) к участку 3 (см. штриховую линию). Это заметно улучшает точность аппроксимации при больших U_Z . В соответствии с этой аппроксимацией передаточная ВАХ описывается выражением

$$I_C(U_Z) = S(U_Z - U_0 - b U_Z^2), \quad (2.29)$$

а полное семейство ВАХ

$$I_C(U_C, U_Z) = S(U_Z - U_0 - b U_Z^2) \{1 - \exp[-p U_C / (U_Z - U_0 - b U_Z^2)]\}. \quad (2.30)$$

Коэффициент b определяется по ряду точек передаточной ВАХ с помощью простых программ параболической аппроксимации [44—47]. Для расчета коэффициента p можно воспользоваться паспортными значениями $U_C = U_{C0}$ для некоторого тока $I_C = I_{C0}$. Тогда из (2.30)

$$p = \frac{U_{C0} - U_0 - b U_{C0}^2}{U_{C0}} \ln \left[1 - \frac{I_{C0}}{S_0 (U_{C0} - U_0 - b U_{C0}^2)} \right]. \quad (2.31)$$

В этих выражениях S_0 определяет крутизну начального участка передаточной характеристики. С ростом $U_Z > U_0$ крутизна S будет постепенно уменьшаться (что и наблюдается на практике). Плавное уменьшение S при уменьшении U_Z до значения U_0 эта аппроксимация не описывает.

В табл. 2.1 приведены типовые параметры U_0 , S_0 и коэффициенты b

Таблица 2.1. Параметры аппроксимации передаточных характеристик и ВАХ мощных МДП-транзисторов с горизонтальным каналом

Тип транзистора	U_0 , В	S , А/В	b , А/В ²	p , 1/В	k
КП901	−0,236	0,214	$-2,36 \cdot 10^{-3}$	−0,011	0,9
КП904	−1,11	0,616	$-9,36 \cdot 10^{-3}$	−0,0152	0,81
КП905	0	0,039	$-8 \cdot 10^{-4}$	−0,0204	0,7
КП907	0,054	0,195	$-3,3 \cdot 10^{-3}$	−0,0169	1,56
КП908	−0,0117	0,0468	$-8,3 \cdot 10^{-4}$	−0,0177	1,38
КП909	−14,31	2,344	$-5,7 \cdot 10^{-2}$	−0,0244	0,3

и p данной аппроксимации для ряда мощных МДП-транзисторов с горизонтальным каналом. Погрешность аппроксимации семейства ВАХ лежит в пределах 5...20% (типичное значение 10%), что совпадает с практическими расчетами.

Полиномиально-экспоненциальная аппроксимация позволяет довольно точно описывать семейство ВАХ и передаточные характеристики любых МДП-транзисторов. При этом передаточная характеристика описывается полиномом n -й степени:

$$I_C(U_Z) = a_0 + a_1 U_Z + a_2 U_Z^2 + \dots + a_n U_Z^n. \quad (2.32)$$

Для вычисления коэффициентов $a_0, a_1, a_2, \dots, a_n$ можно воспользоваться стандартными программами полиномиальной аппроксимации для программируемых микрокалькуляторов и персональных ЭВМ [46]. Как и ранее, семейство выходных ВАХ аппроксимируется экспоненциальными функциями.

На рис. 2.16 представлены результаты аппроксимации передаточной характеристики мощного ВМДП-транзистора КП913 полиномами 3- и 5-й степени. Нетрудно заметить, что точность аппроксимации рабочего участка передаточной характеристики довольно велика. Однако за этими пределами погрешность аппроксимации резко возрастает и асимптотическое поведение передаточной характеристики описывается неверно. Это существенный недо-

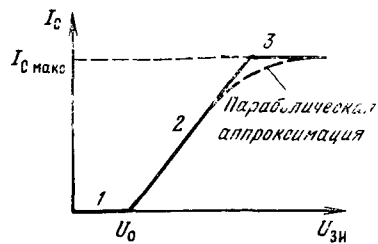


Рис. 2.15. Простейшая кусочно-линейная аппроксимация передаточной характеристики мощного МДП-транзистора (штриховой линией показана параболическая аппроксимация)

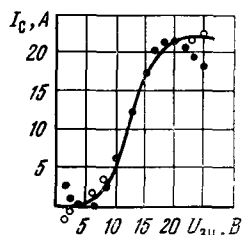


Рис. 2.16. Полиномиальная аппроксимация передаточной характеристики мощного МДП-транзистора КП913 в диапазоне напряжений $U_3 = 4 \dots 20$ В при степени полинома 3 (точки) и 5 (кружки)

статок полиномиальной аппроксимации при использовании ее для анализа схем, работающих в режиме большого сигнала.

Логарифмически-экспоненциальная аппроксимация [48], представленная в обобщенном виде выражением

$$y(x) = a \ln \{1 + \exp [b(x - x_0)]\}, \quad (2.33)$$

обладает интересным свойством — она описывает две прямые на плоскости, плавно переходящие друг в друга. Здесь x_0 — абсцисса точки пересечения прямых. Используя несколько членов (2.33), можно описывать функции, представляемые несколькими отрезками прямых. Коэффициенты a и b аппроксимации позволяют задавать резкость перехода от одной кривой к другой. Так, используя два члена (2.33), можно описать передаточную характеристику, грубо имеющую вид рис. 2.15, в виде плавной кривой [49]

$$I_C(U_3) = k_1 \ln \{1 + \exp [S_1(U_3 - U_1)/k_1]\} + k_2 \ln \{1 + \exp [(S_2 - S_1)(U_3 - U_2)/k_2]\}, \quad (2.34)$$

где $k_1 = \Delta I_1 / \ln 2$, $k_2 = -\Delta I_2 / \ln 2$, $S = (I_2 - I_1) / (U_2 - U_1)$, $S_2 = (I_3 - I_2) / (U_3 - U_2)$ и индексы соответствуют номерам точек на рис. 2.17. В данном примере (аппроксимация передаточной ВАХ мощного V МДП-транзистора КП913) $k_1 = 2,89$ А, $k_2 = -3,17$ А, $S_1 = 2,72$ А/В, $S_2 = 0$, $U_1 = 8,2$ В, $U_2 = 16,4$ В. Как видно из рис. 2.17, погрешность данной аппроксимации очень мала и расчетные точки прекрасно укладываются на аппроксимируемую кривую. Аппроксимация правильно описывает асимптотическое поведение передаточной характеристики, и ее параметры легко вычисляются. Единственным недостатком этой аппроксимации является большой объем вычислений: для каждой точки надо вычислять четыре трансцендентные функции, что замедляет анализ и моделирование схем на ЭВМ.

Аппроксимация гиперболическим тангенсом удобна при описании симметричных кривых. У многих ВМДП-транзисторов (КП911, КП913 и др.) передаточные характеристики почти симметричны и могут описываться функцией [49] $I_C = A + B \operatorname{th}[C(U_3 - U_s)]$. Коэффициенты A и B этой аппроксимации определяются из условия

$$I_C = I_s, \quad \partial I_C / \partial U_3 = S_0$$

при $U_3 \rightarrow U_s$,

$$I_C \rightarrow I_{cm} \text{ при } U_3 \rightarrow \infty.$$

Таким образом

$$A = I_s, \quad B = I_s \text{ и } C = S_0 / I_s, \quad (2.35)$$

где U_s , I_s — координаты средней точки (перегиба) передаточной характеристики. В этом случае

$$I_C(U_3) = I_s \{1 + \operatorname{th}[S(U_3 - U_s) / I_s]\}. \quad (2.36)$$

На рис. 2.17 светлыми кружками показан результат аппроксимации по (2.36) передаточной характеристики V МДП-транзистора КП913.

В большинстве случаев языки программирования ЭВМ не имеют функции, вычисляющей $\operatorname{th}(x)$, и приходится пользоваться формулой

$$\operatorname{th}(x) = \frac{e^x + e^{-x}}{e^x - e^{-x}} = \frac{y - 1/y}{y + 1/y},$$

где $y = e^x$. Второе представление предпочтительней, так как требует однократного вычисления $y = e^x$.

С учетом сказанного аппроксимация передаточной характеристики мощных ВМДП-транзисторов гиперболическим тангенсом является одной из наиболее удачных. Ее погрешность не превышает 5%, определение параметров аппроксимации идет через физические параметры (S_0 , I_{cm}) и легко определяемые координаты (U_s , I_s) точки перегиба. Правильно описывается асимптотическое поведение передаточной характеристики.

Для аппроксимации полного семейства ВАХ можно использовать выражение

$$I_C(U_3, U_C) = M[1 - \exp(-k U_C S_0 / M)], \quad (2.37)$$

где $M = I_s \{1 + \operatorname{th}[S_0(U_3 - U_s) / I_s]\}$.

Для вычисления параметра аппроксимации k можно использовать вытекающее из (2.37) выражение $k = (I_{max} / U_C S) \ln(1 - I_C / I_{max})$, где I_{max} — ток стока при $U_3 = 20$ В; $U_C = U_{Cmax} = 60$ В и $U_C = U_3 = 20$ В соответственно. На рис. 2.18 показан результат аппроксимации семейства ВАХ мощ-

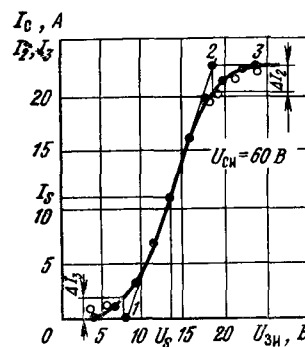


Рис. 2.17. Аппроксимация передаточной характеристики транзистора КП913 с помощью (2.34) ($U_{3H} = 60$ В)

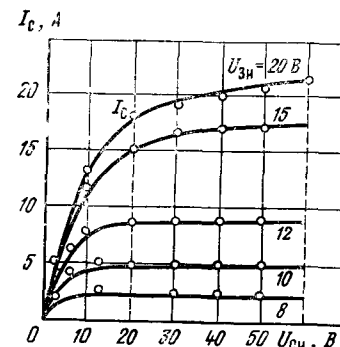


Рис. 2.18. Аппроксимация полного семейства ВАХ транзистора КП913 с помощью (2.37)

ного V МДП-транзистора КП913. Разновидность подобной аппроксимации описана в [50].

Аппроксимация ВАХ GaAs мощного ПТШ, построенная на базе экспоненциальной аппроксимации выходных ВАХ, [51]. Она ведется по формулам

$$I_C(U_3, U_C) = I'_C(U_3, U_C) \times \left[1 + B \exp\left(-\sqrt{P U_C^{\Psi_1} + T} (|U_3| + \Phi_6)^{\Psi_2}\right)\right], \quad (2.38)$$

$$I'_C(U_3, U_C) = A(U_3 - U_0)^N [1 - \exp[-k U_C / (U_3 - U_0)]], \quad (2.39)$$

где Φ_6 — потенциал барьера Шоттки; A , N , k , B , P , T , Ψ_1 , Ψ_2 — коэффициенты аппроксимации.

Сомножитель $I_c(U_z, U_c)$ в (2.38) описывает ВАХ без учета аномальной зависимости скорости дрейфа носителей от напряженности поля. Первые два сомножителя (2.39) описывают передаточную ВАХ при фиксированном U_c , последний — крутую область выходных ВАХ. Второй сомножитель в (2.38) учитывает «всплеск» скорости носителей и позволяет описать падающие участки ВАХ.

На рис. 2.19 дан пример аппроксимации семейства ВАХ GaAs мощного ПТШ АП602 при $A=45,4 \cdot 10^{-3}$; $N=1,4$; $k=3,2$; $B=24,4$; $P=9,4$; $T=3,1$; $\Psi_1=1,5$; $\Psi_2=2$; $\phi_0=0,75$ В и $U_0=-3,5$ В. При расчете ВАХ учитывались сопротивления стока r_c и истока r_n ($r_c=r_n=3$ Ом). Качество аппроксимации хорошее.

Аппроксимация с учетом лавинного пробоя позволяет описать резкий загиб кривых ВАХ вверх при напряжениях, близких к напряжению пробоя $U_{пр}$ (см. рис. 2.1, б). Для этого достаточно умножить ток I_c на множитель $M(U_{си})$ — коэффициент лавинного умножения носителей. Формально для этого можно использовать выражение

$$M(U_{си}) = \frac{1}{1 - (U_{си}/U_{пр})^n}, \quad (2.40)$$

обычно применяемое для $p-n$ переходов. Показатель степени n определяет резкость загиба кривых.

Аппроксимация с применением (2.40) не позволяет описать возникновение падающих участков ВАХ при пробое. Однако следует учесть, что в отличие от биполярных транзисторов, у которых режим лавинного пробоя нашел практическое применение [52], для всех типов мощных ПТ он крайне опасен и ведет к выходу из строя или быстрой деградации характеристик. Поэтому точная аппроксимация ВАХ на участках пробоя вряд ли необходима. Применение аппроксимации (2.40) позволяет установить резкое возрастание тока стока при $U_{си} \rightarrow U_{пр}$, что необходимо для принятия мер по предотвращению пробоя. Подобная аппроксимация используется в [40].

В ряде работ [51, 53] описаны аномалии ВАХ, возникающие вследствие электрического, теплового и вторичного пробоев. Еще раз подчеркнем, что знать о них разработчику схем нужно с одной-единственной целью — обеспечить режимы работы ПТ, предотвращающие попадание рабочих точек на аномальные участки ВАХ.

Единые для полевых и биполярных транзисторов аппроксимации полезны при совместном применении полевых и биполярных транзисторов, поскольку позволяют представить их единой системой параметров. В [54] с этой целью семейство ВАХ аппроксимируется следующей системой уравнений:

$$I_c = I_1 [\exp(\lambda U_z) - \exp(-\lambda_c U_c)], \quad (2.41)$$

$$U_z = U_{зи} - r_n I_1 \exp \lambda U_z, \quad (2.42)$$

$$U_c = U_{зс} - r_c I_c \exp k \lambda U_c. \quad (2.43)$$

Здесь U_z и U_c равны $U_{зи}$ и $U_{си}$ соответственно за вычетом падений напряжения на сопротивлениях истоковой r_n и стоковой r_c областей.

Методика определения параметров аппроксимации (2.41)–(2.43) подробно описана в [55]. В табл. 2.2 приведены данные об аппроксимации мощ-

Тип прибора	r_n , Ом	λ , В ⁻¹	I_{c0} , А	λ_c , В ⁻¹	r_c , Ом
КП904А	1,5	2,625	0,326	0,391	3,9
ГС-15Б	30	0,323	1,62	-0,14	129
КТ956А	0,06	22,3	$6,7 \cdot 10^{-7}$	19,7	14 630

ного МДП-транзистора КП904А, лампового прибора ГС-15Б и кремниевого биполярного транзистора КТ956А.

На рис. 2.20 представлены семейство ВАХ транзистора КП904А и результаты его аппроксимации. Погрешность данной аппроксимации резко ухудшается в начальной области ВАХ. Более того, при $U_{си} \rightarrow 0$ эта аппроксимация дает значения I_c , заметно отличающиеся от нуля. Поэтому ее мож-

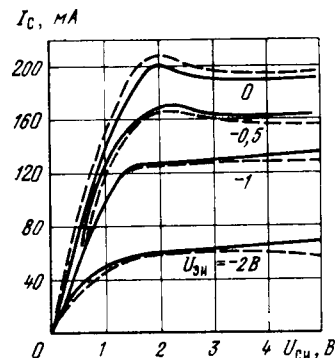


Рис. 2.19. Аппроксимация полного семейства ВАХ GaAs мощного полевого транзистора с барьером Шотки АП602

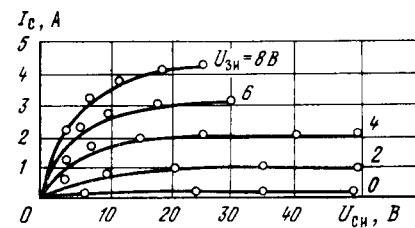


Рис. 2.20. Аппроксимация семейства ВАХ мощного полевого транзистора КП904А с помощью (2.41)–(2.43)

но применять лишь в тех случаях, когда попадание рабочей точки в начальную область ВАХ исключено (например, в ВЧ- и СВЧ-генераторах и усилителях мощности).

Все рассмотренные выше аппроксимации не способны обеспечить малую погрешность аппроксимации — обычно менее 8...10%. Это связано с тем, что их параметры определяются по небольшому числу исходных точек ВАХ, нередко выбранных на одной кривой. Данный недостаток устраняется при использовании двумерной сплайн-аппроксимации семейства ВАХ. При такой аппроксимации исходными данными являются M кривых семейства ВАХ. Каждая кривая представляется N отсчетами (точками). Числа M и N могут быть любыми целыми. Каждая кривая ВАХ описывается квадратичной или кубической параболой, проходящей через три ближайшие точки. Таким образом, для каждой заданной точки ВАХ используется свой аппроксимирующий полином второй или третьей степени. Это позволяет найти три значения I_c при любом $U_{си}$ и фиксированных $U_{зи}$. Применяя аппарат сплайн-аппроксимации, по этим трем значениям можно найти I_c для любого $U_{зи}$.

Прекрасные результаты дает кубическая сплайн-аппроксимация, позволяющая получать непрерывность не только самой сплайн-функции, но и ее первой и даже второй производной. Однако в двумерном приближении такая аппроксимация слишком сложна и дает явно избыточную точность. В [46] описана кусочно-квадратичная двумерная аппроксимация семейства ВАХ ПТ. Методика ее проведения приведена ниже.

Для большей общности (аппроксимация используется для описания ВАХ любых приборов с монотонными характеристиками, включая СИТ) будем рассматривать зависимость $Z=f(X, Y)$. В нашем случае $Z=I_c$, $X=U_{си}$ и $Y=U_{зи}$. Допустим, имеется ряд кривых (не менее трех) зависимости $Z=f(X, Y)$ (рис. 2.21), тогда алгоритм аппроксимации будет следующий:

1. Функция $F=Z(X, Y)$ задается в виде матрицы $F(I, Y)$, где I — номер строки таблицы (или кривой графика); Y — номер столбца. При нумерации I и Y с нуля $0 \leq I \leq N-1$ и $0 \leq Y \leq M-1$. Задаем также приращения (шаги) $\Delta X=h=\text{const}$ и $\Delta Y=l=\text{const}$, а также граничные значения a (обычно 0) для X и b для Y .

2. Для каждого заданного X' и Y' находим: $Y = \text{int}((X' - a)/h)$ при $Y \neq 0$, $Y = 1$, если получим $Y = 0$; $I = \text{int}((Y' - b)/l)$ при $I \neq 0$, $I = 1$, если получим $I = 0$; $P = (X' - a - Yh)$; $Q = (Y' - b - Il)$. Здесь операция int означает выделение целой части (integer) результата.

3. Для трех значений $I = I - 1$, $I = 1$ и $I = I + 1$ (равенства понимаются в смысле, принятом при расчетах на ЭВМ, т. е. в правой части стоит значение I , вычисленное ранее в п. 2), применяя явную интерполяционную формулу Лагранжа для квадратичной аппроксимации, вычисляем значения

$$Z = P(P-1)F(I, Y-1)/2 + (1-P^2)F(I, Y) + P(P+1)F(I, Y+1)/2.$$

Заметим, что эти значения соответствуют точкам -1 , 0 , $+1$ на рис. 2.21. Значения Z обозначим как C , D и E .

4. Выполняем квадратичную аппроксимацию по переменной Y , также используя указанную выше формулу Лагранжа:

$$Z = Q(Q-1)C/2 + (1-Q^2)D + Q(Q+1)E/2.$$

Отметим, что кривые ВАХ по данной аппроксимации всегда точно проходят через все исходные точки. Поэтому с увеличением числа этих точек погрешность аппроксимации стремится к нулю.

Примеры аппроксимации семейства ВАХ мощного МДП-транзистора по этой методике можно найти в [47]. На рис. 2.22 представлены результаты

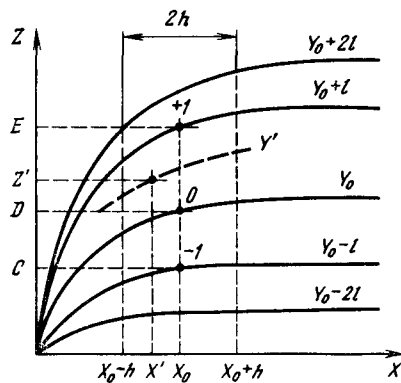


Рис. 2.21. Иллюстрация к двумерной квадратичной сплайн-аппроксимации семейства ВАХ

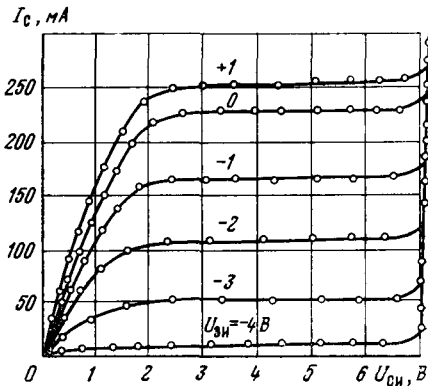


Рис. 2.22. Двухмерная квадратичная аппроксимация семейства передаточных (а) и выходных (б) характеристик GaAs мощного полевого транзистора с барьером Шотки АП602А

аппроксимации для семейств передаточных и выходных ВАХ GaAs мощных ПТШ АП602А. Экспериментальные ВАХ задавались табл. 2.3. Нетрудно заметить, что данная аппроксимация прекрасно описывает все участки ВАХ, включая участки пробоя.

Несмотря на высокую точность и принципиальную универсальность данная аппроксимация имеет ряд недостатков. Главные из них — сложность вычислений, невозможность ее применения при аналитических расчетах. Основная область применения данной аппроксимации — моделирование и расчет схем на ЭВМ.

Аппроксимация температурных зависимостей ВАХ необходима дополнительно для описания зависимости $I_c(U_{зи}, U_{си})$ от температуры окружающей среды. Основными температурными параметрами ПТ являются: крутизна S , напряжение отсечки U_0 и сопротивление стоковой области r_c . Для них в [10] предложены аппроксимации:

Таблица 2.3. Значения I_c , мА, для различных $U_{зи}$ и $U_{си}$ при сплайн-аппроксимации ВАХ GaAs ПТ 3П602А

$U_{зи}$, В	$U_{си}$, В								
	0	1	2	3	4	5	6	7	8
1	0	150	245	250	252	255	256	256	259
0	0	140	220	225	230	232	233	233	238
-1	0	110	160	165	166	167	168	168	174
-2	0	80	110	112	113	114	115	115	121
-3	0	40	45	51	52	53	54	54	60
-4	0	4	10	12	13	14	15	15	20
-5	0	2	2,5	3	3,5	3,5	3,5	3,5	9

$$U_0 = U_{00} - \alpha_V (T - T_0), \quad (2.44)$$

$$S = S_0 (T/T_0)^{\alpha_S}, \quad (2.45)$$

$$r_c = r_{c0} (T/T_0)^{\alpha_r}, \quad (2.46)$$

где U_{00} , S_0 и r_{c0} — значения U_0 , S и r_c при $T = T_0$ (обычно $T_0 = 299$ К); α_V , α_S и α_r — параметры аппроксимации.

Для определения параметров α_V , α_S и α_r помимо подбора можно рекомендовать методику, ориентированную на поиск минимума целевой функции

$$F = \sqrt{\sum \left(\frac{I_{cpi}}{I_{csi}} - 1 \right)^2},$$

где I_{cpi} и I_{csi} — совокупность расчетных (по аппроксимациям) и экспериментальных точек ВАХ. Эта методика реализуется на ЭВМ с применением метода минимизации Джинса—Хука, обеспечивающего хорошую сходимость и приемлемое время счета даже при использовании персональных ЭВМ.

2.4. Аппроксимация режимных зависимостей емкостей мощных полевых транзисторов

Рассмотрим режимные зависимости емкостей мощных ПТ входной $C_{зи}$ выходной $C_{си}$ и проходной $C_{зс}$ емкостей от напряжений между электродами. На рис. 2.23 представлены эти зависимости для мощного МДП-транзистора КП701. Их характер сохраняется и для других типов таких транзисторов (различно наблюдается в масштабах).

Емкость $C_{зи}$ при отрицательных напряжениях $U_{зи}$ слабо зависит от режима работы, при положительных напряжениях ее величина сначала быстро, а затем очень слабо растет с увеличением напряжения $U_{зи}$. При таком характере зависимости емкости затвор—исток в [54, 55] предлагается следующая аппроксимация:

$$C_{зи} = C_{\pi} + C_{\sigma} (\exp(\lambda_{\sigma} U) - \exp(-\lambda_{\sigma} U_c)), \quad (2.47)$$

где U и U_c связаны с $U_{зи}$ и $U_{зс}$ соотношениями (2.41) и (2.43). Входящие в (2.47) параметры C_{π} и C_{σ} можно определить следующим образом.

Из (2.47) вытекает, что при достаточно больших отрицательных $U_{ЗИ}$ и положительных $U_{ЗС}$ напряжениях $U_{ЗИ}$ и положительных $U_{ЗС}$

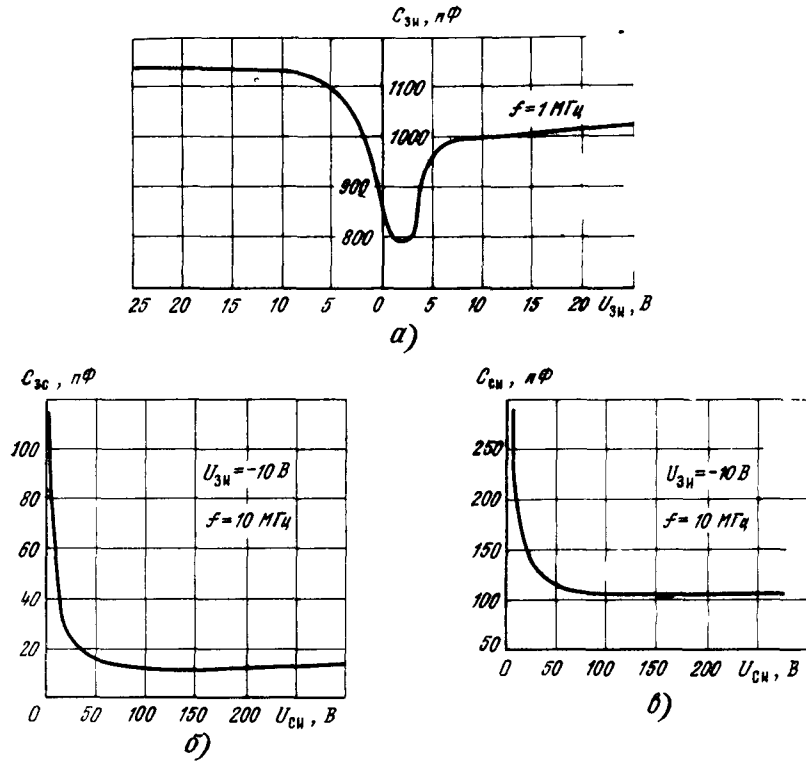


Рис. 2.23. Зависимость емкостей $C_{зи}$ (а), $C_{зс}$ (б) и $C_{си}$ (в) от между-электродных напряжений для транзисторов КП701 (А, Б)

вторым слагаемым можно пренебречь, откуда следует $C_{и} = C_{зи}$. Для определения параметра $C_{зс}$ нужно оставить то же значение напряжения $U_{ЗС}$, а $U_{ЗИ}$ взять наибольшим из имеющихся значений, т. е. $U_{ЗИ \max}$. Тогда $C_{зс} = [C_{зи}(U_{ЗИ \max}) - C_{и}] \exp(\lambda U_m)$, где U_m соответствует $U_{ЗИ \max}$. В справочных данных на мощные МДП-транзисторы приводится зависимость проходной емкости $C_{зс} = C_{12и}(U_{си})$ при $U_{ЗИ} = \text{const}$. Емкость $C_{12и}$ определяет емкость $C_{зс}$, однако для эквивалентной схемы нужна зависимость $C_{зс} = f(U_{ЗС})$.

В [55] зависимость емкости $C_{зс}$ довольно точно представлена выражением

$$C_{зс} = C [1 + H \exp(-h \lambda_c U_c)]. \quad (2.48)$$

Входящие сюда параметры C , H , h находят по зависимости $C_{зс}(U_{зс})$, измеренной при $U_{ЗИ} \leq 0$ с помощью следующей методики. Если при отсутствии тока стока принять $C_2 = C_{зс}(U_{ЗС1})$, $C_1 = C_{зс}(0,5 U_{ЗС1})$, $C_0 = C_{зс}(0,5 U_{ЗС1})$, где $U_{ЗС1}$ — любое удобное (лучше наибольшее) значение $U_{ЗС}$ измеренной зависимости $C_{зс}(U_{ЗС})$, то

$$C = \frac{C_0^2 + 2C_2C_0 - 3C_1^2 - \sqrt{(C_0^2 + 2C_2C_0 - 3C_1^2)^2 - 4(C_2C_0^2 - C_1^3)(C_2 + 2C_0 - 3C_1)}}{2(C_2 + 2C_0 - 3C_1)}, \quad (2.49)$$

$$h = \frac{4}{\lambda_c U_{ЗС1}} \ln \frac{C_0 - C}{C_1 - C}, \quad (2.50)$$

$$H = \frac{C_0 - C}{C} \exp(\lambda_c h \cdot 0,25 U_{ЗС1}). \quad (2.51)$$

Аналогичная форма записи принята и для емкости сток-исток

$$C_{си} = C_c [1 + H_c \exp(-h_c \lambda_c U_c - h_{и} \lambda U_i)]. \quad (2.52)$$

В этом случае параметры C_2 и h_c определяются по зависимости $C_{си}(U_{ЗС})$ при двух отрицательных значениях $U_{ЗИ}$ с помощью (2.49) и (2.50), в которых $C_0 - C_2$ определяются при $U = U_1 = \text{const}$ с соответствующей заменой C и h на C_c и h_c , а h и H_c находятся по формулам

$$h_{и} = \frac{1}{\lambda(U_1 - U_2)} \ln \frac{C_{си2} - C_c}{C_{си1} - C_c}, \quad (2.53)$$

$$H_c = \frac{C_0 - C_c}{C_c} \exp\left(\frac{1}{4} \lambda_c h_c U_{ЗС1} + h_{и} \lambda U_1\right), \quad (2.54)$$

где $C_{си1}$ и $C_{си2}$ — соответственно емкости сток-исток, измеренные при напряжениях U_1 и U_2 . Следует отметить, что в паспортных данных на МДП-транзисторы дается зависимость $C_{22и}(U_{си}) = C_{си}(U_{си}) + C_{зс}(U_{си})$.

Представленные выше аппроксимационные зависимости емкостей описывают их с точностью не хуже 10%, однако требуют проведения большего объема вычислений. Более простые аппроксимационные зависимости этих емкостей даны в [56]:

$$C_{зи} = k_1 \left(1 + \frac{k_2}{1 + \max(0, U_{зи}/k_3)} k_4\right) \left(1 - \frac{k_5}{1 + \left(\frac{U_{си}}{k_6}\right)^{k_7}}\right), \quad (2.55)$$

$$C_{зс} = k_8 \left(1 + \frac{k_9}{1 + \max(0, U_{зс}/k_{10})} k_{11}\right), \quad (2.56)$$

$$C_{си} = k_{12} \left(1 + \frac{k_{13}}{1 + \max(0, U_{си}/k_{14})} k_{15}\right), \quad (2.57)$$

где k_i — коэффициенты аппроксимации.

В [57] сделана попытка анализа режимных зависимостей емкостей $C_{зи}$ и $C_{зс}$ для мощных МДП-транзисторов с горизонтальным каналом. Эти емкости представлены в виде $C_{зи} = C'_{зи} + C_{зип}$, $C_{зс} = C'_{зс} + C_{зсп}$, где $C'_{зи}$ и $C'_{зс}$ — емкости активной области; $C_{зип}$ и $C_{зсп}$ — паразитные емкости перекрытия. Для емкостей активной области получены аппроксимации

$$C'_{зи} = [k_1 + (k_2 U_{си}/U_{ЗИ})] C_d, \quad C'_{зс} = (k_3 \sqrt{(U_{зс} - U_c)/U_3}) C_d,$$

где $k_1 = 0 \dots 0,5$; $k_2 = 0,17 \dots 1$; $k_3 = 0,5$; $C_d = C_0 ZL$ — полная емкость затвора. Значения $k_1 = 0,5$; $k_2 = 0,17$ и $k_3 = 0,5$ соответствуют отсутствию влияния поля на подвижность носителей в канале, а $k_1 = 0$, $k_2 = 1$ и $k_3 = 1$ — сильному влиянию поля (большие $U_{ЗИ}$).

Для $C_{зсп}$ получено выражение

$$C_{зсп} = C_0 - C_{пс} [(|U_{си} - U_{ЗИ}|)/\Delta\Phi_0]^v,$$

где C_0 — исходное значение емкости; $C_{пс}$ — емкость области пространственного заряда в равновесном состоянии перехода; $\Delta\Phi_0$ — контактная разность

потенциалов; $\theta_1 = 0,3 \dots 5$ — параметр аппроксимации, зависящий от характера распределения примеси в n -области.

Для выходной емкости получено также выражение

$$C_{сн} = C'_{сн0} (\Delta\Phi_0 / |U_{си}|)^{\theta_1} + C_{сн0} (\Delta\Phi_0 / |U_{си}|)^{\theta_2},$$

где $C'_{сн0}$ и $C_{сн0}$ — барьерные емкости переходов n -буферного слоя и n^+ -слоя стока в равновесном состоянии.

Эти аппроксимации (рис. 2.24) хорошо описывают нелинейные зависимости

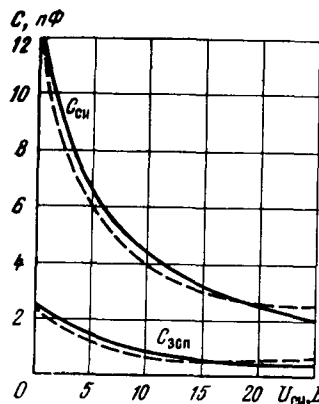


Рис. 2.24. Зависимость $C_{сн}(U_{си})$ и $C_{зсн}(U_{си})$ для приборов КП905 и их аппроксимация (штриховые линии)

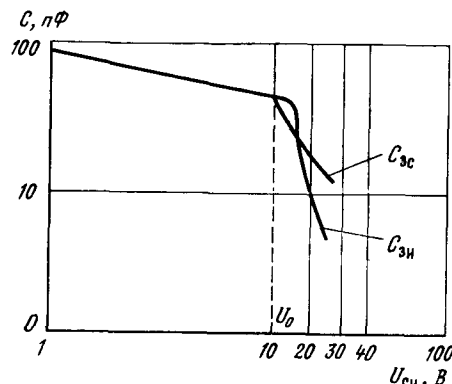


Рис. 2.25. Зависимость емкостей $C_{зсн}$ и $C_{зс}$ от напряжения $U_{си}$ для СИТ

ти $C_{сн}(U_{си})$ и $C_{зс}(U_{си})$ (транзистор КП905: $C_0 = 2,2$ пФ; $C_{сн0} = 0,6$ пФ; $C_{сн0} = 7$ пФ; $C_{сн0} = 5$ пФ; $\Delta\Phi_0 = 0,75$ В; $\theta_1 = 0,33$; $\theta_2 = \theta_3 = 0,5$).

Рассмотренные выше аппроксимации достаточно сложны. На практике в рабочем диапазоне напряжений $U_{зи}$ можно принять $U_{зи} = \text{const}$, так как реальные изменения $C_{зсн}$ не превышают $\pm(10 \dots 15)\%$. Для зависимостей $C_{зс}(U_{си})$ и $C_{сн}(U_{си})$ можно пользоваться простыми аппроксимациями [49]:

$$C_{зс}^{(U_{си})} = C \exp(-BU_{си}), \quad (2.58)$$

$$C_{сн}(U_{си}) = C_{22\text{мин}} + C \exp(-DU_{си}), \quad (2.59)$$

где $C_{22\text{мин}}$ — значение $C_{сн}$ при больших $U_{си}$; C , B и D — параметры аппроксимации.

Аппроксимации (2.58), (2.59) применимы практически для всех типов мощных МДП-транзисторов. В табл. 2.4 приведены параметры аппроксимации.

Таблица 2.4. Параметры C , B и D для трех мощных МДП-транзисторов

Тип транзистора	$B, 1/\text{В}$	$C, \text{пФ}$	$D, 1/\text{В}$
КП909	0,27	420	0,39
КП912	0,13	200	0,069
КП913	0,088	660	0,33

ций для некоторых типов мощных МДП-транзисторов.

У СИТ междуэлектродные емкости также зависят от напряжений между электродами (рис. 2.25). Резкое изменение емкостей наблюдается, когда $U_{си} > U_0$, что объясняется расширением обедненной области. Пока аппроксимаций для этих зависимостей предложено не было.

Для GaAs мощных ПТШ существенными являются режимные зависимости входной и проходной емкостей. Для аппроксимации зависимости $C_{зсн}(U_{зи})$ можно использовать выражение

$$C_{зсн}(U_{зи}) = C_{зсн\text{мин}} + E \exp(-FU_{зи}), \quad (2.60)$$

а для $C_{зс}(U_{си})$ — выражение (2.58).

Подбор параметров аппроксимаций (2.58) — (2.60) возможен как эмпирическим путем, так и с помощью программ нелинейной регрессии или универсальных программ для математических расчетов (Eureka, MathCAD и др.).

В целом аппарат аппроксимации режимных зависимостей емкостей достаточно проработан. Отметим, что хорошие результаты наряду с рассмотренными аппроксимациями дает обычная полиномиальная аппроксимация (при степени полинома 3...5) и сплай-аппроксимация. Нелинейность емкостей нередко играет второстепенную роль при анализе схем, поэтому чрезмерное увлечение точностью аппроксимаций не оправдано. Однако не оправдано и пренебрежение этой нелинейностью — согласно [58] оно приводит к погрешностям в десятки процентов при оценке минимальных длительностей фронтов импульсов, формируемых ключевыми схемами на мощных ПТ. Нелинейность емкостей может привести к интермодуляционным явлениям в усилителях мощности и возникновению дополнительных спектральных составляющих сигнала на выходе усилителей и генераторов.

2.5. Эквивалентные схемы и модели мощных полевых транзисторов

Эквивалентной схемой мощного ПТ называют электрическую цепь, адекватно описывающую поведение прибора в реальных схемах. На рис. 2.26

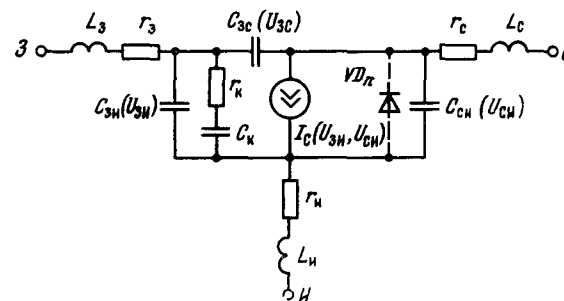


Рис. 2.26. Эквивалентная схема мощного полевого транзистора

представлена достаточно полная эквивалентная схема мощного ПТ. Выводы затвора, истока и стока имеют паразитные индуктивности L_3 , L_n и L_c и омические сопротивления r_3 , r_n и r_c . Распределение сопротивлений и емкости канала учтены в первом приближении цепью $r_k C_k$, влияние подложки, там где это нужно, учитывается диодом VD_n . Эквивалентные схемы, подобные рис. 2.26, описаны во многих работах.

Указанные элементы условно являются второстепенными. Так, для современных мощных ПТ с полосковыми выводами индуктивности их весьма малы и их правильнее относить к внешним цепям. Малы и сопротивления r_3 , r_n

**Таблица 2.5. Значения параметров элементов эквивалентной схемы
мощного ПТШ**

Элемент эквивалентной схемы	Тип транзистора				
	АП602А, АП602Б, АП602В	АП602Г, АП602Д	АП603А, АП603Б	АП610А, АП610Б	АП915А, АП915Б
$C_{11}, \text{ пФ}$	0,08	0,16	0,34	0,3 (— В)	0,8 (9 В)
$C_{12}, \text{ пФ}$	$0,4 \cdot 10^{-2}$	$0,8 \cdot 10^{-2}$	$1,2 \cdot 10^{-3}$		
$C_{22}, \text{ пФ}$	0,03	0,06	0,03	0,12	0,23
$C_{\text{зм}}, \text{ пФ}$	0,02	0,04	0,03	0,08	0,29
$C_{\text{сзм}}, \text{ пФ}$	0,02	0,04	0,02	0,08	0,30
$C_{\text{зсм}}, \text{ пФ}$	0,02	0,04	0,06	0,02	0,07
$C_1, \text{ пФ}$	0,50	0,50	0,50	0,50	0,50
$C_2, \text{ пФ}$	0,02	0,02	0,04	0,02	0,02
$C_3, \text{ пФ}$	0,50	0,50	0,50	0,50	0,50
$r_3, \text{ Ом}$	5,00	2,50	1,50	0,70	0,18
$r_c, \text{ Ом}$	5,00	2,50	1,50	0,55	0,20
$r_n, \text{ Ом}$	4,00	2,00	1,50	0,60	0,20
$R_{3н}, \text{ Ом}$	3,00	1,50	1,00	1,50	0,60
$R_{3с}, \text{ Ом}$	0,50	0,30	0,20	0,40	0,12
$L_{3м}, \text{ нГн}$	0,30	0,20	0,20	0,12	0,09
$L_{нм}, \text{ иГн}$	0,15	0,15	0,05	0,06	0,06
$L_{см}, \text{ иГн}$	0,30	0,2	0,20	0,25	0,18
$L_{3к}, \text{ нГн}$	1,30	1,30	1,00	1,30	1,30
$L_{ск}, \text{ иГн}$	1,30	1,30	1,00	1,30	1,30
$L_{нк}, \text{ нГн}$	0,01	0,01	0,01	0,01	0,00

ключевых, устройств. Мощные ПТШ часто используются и в линейных СВЧ-устройствах. Эквивалентная линейная схема мощного ПТШ может быть получена из схемы рис. 2.29 заменой источника постоянного тока $I_c(U_{зи}, U_{си})$ на источник переменного тока i .

На рис. 2.30 представлена эквивалентная линейная схема мощного ПТШ

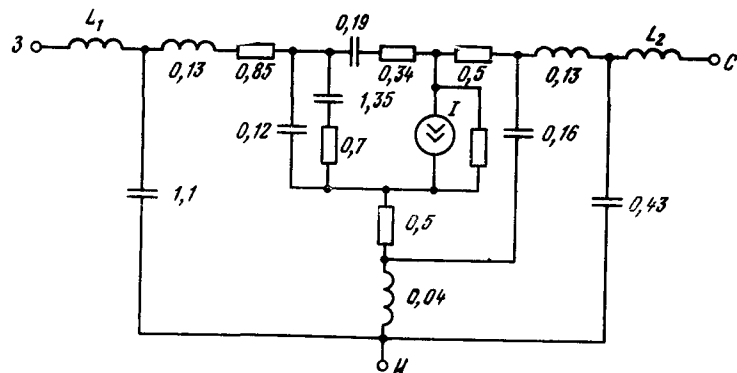


Рис. 2.30. Эквивалентная схема СВЧ мощного полевого транзистора 3П606Б (L , нГн, C , пФ, R , Ом)

3П606Б. Источник тока описывается комплексным выражением

$$i = S_0 \left[\exp(-j\omega\tau) \frac{\sin \omega\tau}{\omega\tau} \right] + j\omega D,$$

где S_0 — крутизна мощного ПТШ; $\tau = 6$ пс — постоянная времени канала; $D = 0,06$ пФ. Значения L_1 и L_2 зависят от длины выводов.

2.6. Шумовые свойства мощных полевых транзисторов

Шумы — хаотические флуктуации тока стока, присущи мощным ПТ, как и любым другим активным приборам. Для мощных ПТ в большинстве применений учет шумов не нужен, поскольку приборы работают в режиме большого сигнала. Однако он необходим, если мощные ПТ используются в ВЧ-усилителях магистральных КВ-радиоприемников, где применение мощных приборов оправдано необходимостью приема слабых сигналов на фоне сильных помех. В LC-генераторах шумы определяют мгновенную нестабильность частоты $d f/dt$, а также ширину спектра в отсутствие модуляции. Оценка уровня шума важна и для радиопередающих устройств.

В [60] представлены данные о шумах мощных МДП-транзисторов. Шумовые свойства их можно представить двумя генераторами шума, относенными ко входной цепи транзистора. Тепловой и избыточный шум порождает ЭДС $e_m \neq \sqrt{e_m^2}$, действующее значение которой

$$e_{\text{ш}}^2 = \frac{4kT\Delta f}{S} \left(1 + \frac{f_0}{f + f_1} \right),$$

где f_0 и f_1 — частотные параметры шума; f — частота, на которой в полосе Δf определяется $e_{\text{ш}}^2$. Источник шумовой ЭДС $e_{\text{ш}}$ включается последовательно с входной цепью.

Другая компонента — дробовой шум, порождает ток, среднеквадратичное значение которого $\bar{i}_{\text{ш}}^2 = 2eI_C \Delta f K_0$, где e — заряд электрона; I_C — ток стока; K_0 — параметр шума.

Источник тока $i_{ш} = \sqrt{i_{ш}^2}$ включается параллельно входной цепи.

Таким образом, шумовые свойства мощных МДП-транзисторов характеризуются тремя параметрами: f_0 , f_1 и K_0 . Отношение f_0/f_1 показывает, во сколько раз избыточный шум превышает тепловой в области своего максимума ($f=0$); разность $f=f_0-f_1$ определяет частоту, на которой избыточный шум равен тепловому; K_0 характеризует уровень дробового шума.

В [60] описана методика определения этих параметров и приведены данные о шумах приборов КР901, КР904 и КР907. Для частот f_0 и f_1 получены следующие значения:

	f_0 , МГц	f_1 , МГц
КР901А	72,3	0,238
КР904А	21,9	0,306
КР907А	99,3	1,134

В табл. 2.6 даны частотные зависимости шума и коэффициента усиления

Таблица 2.6. ЭДС шума мощных МДП-транзисторов на разных частотах

Тип прибора	Параметр	Частота, МГц									
		0,016	0,05	0,15	0,38	0,95	2,3	5,4	11	25	
КП901А	$e_{ш}, \text{мкВ}$ K_U	0,158 3,16	0,158 3,16	0,141 3,16	0,10 3,16	0,07 3,16	0,05 3,16	0,04 3,0	0,035 2,8	0,03 2,5	
КП904А	$e_{ш}, \text{мкВ}$ K_U	0,04 12,6	0,04 12,6	0,030 12,6	0,02 12,6	0,16 12,6	0,014 12,6	0,011 11,2	0,011 10	0,01 7,9	
КП907А	$e_{ш}, \text{мкВ}$ K_U	0,056 8,9	0,056 8,9	0,056 8,9	0,05 8,9	0,034 8,9	0,028 8,9	0,022 8,9	0,02 8,9	0,016 7,1	

K_U при $\Delta f = 0,2$ кГц, $R_T = 75$ Ом, $U_{CI} = 30$ В и $I_C = 0,1$ А. Из таблицы можно сделать вывод о малом уровне шумов мощных МДП-транзисторов. Так, из данных [60] вытекает, что передатчик с автогенератором на транзисторе КП907А и усилителем мощности на транзисторах КП904А при мощности 50 Вт в диапазоне частот 30...80 МГц при пятипроцентной отстройке и рабочей полосе частот $\Delta f = 20$ кГц имеет отношение шум-сигнал минус 150 дБ.

Глава 3. Ключевые устройства

3.1. Типовая схема ключа

Ключ — устройство для переключения электрической энергии. Ключи на мощных МДП-транзисторах близки по свойствам к идеальному ключу. Они управляются сигналами малой мощности, имеют высокое быстродействие, ничтожные токи в выключенном состоянии и малое (хотя конечное) сопротивление в открытом состоянии.

Рабочие напряжения в ключевых устройствах на мощных ПТ достигают сотен вольт, токи — десятков ампер (хотя и не одновременно). Времена переключения ключей (от долей наносекунд для маломощных ключей до десятков наносекунд для мощных) примерно на порядок меньше получаемых от устройств на биполярных транзисторах. Отсутствие явлений накопления и медленного рассасывания неосновных носителей в структуре, слабая подверженность вторичному пробое, малые токи управления в статическом режиме, возможность (для ряда приборов) согласования с ТТЛ-микросхемами — все это делает ключи на мощных ПТ перспективными для многих применений. В их числе формирователи импульсов, ключевые регуляторы напряжения и тока, инверторы, источники вторичного электропитания и др.

Типовая схема ключа на мощном МДП-транзисторе с общим истоком представлена на рис. 3.1, а, рис. 3.1, б поясняет выбор рабочих точек в статическом режиме. Точка 1 соответствует $U_{B\kappa} \approx U_{CI} = 0$ и закрытому транзистору, точка 2 ($U_{CI} = U_{B\kappa M}$) — открытому транзистору. В закрытом состоянии через транзистор протекает неуправляемый (начальный) ток стока $I_{C\text{нач}}$, а в открытом — ток I_n (обычно $I_n \gg I_{C\text{нач}}$). Используя семейство ста-

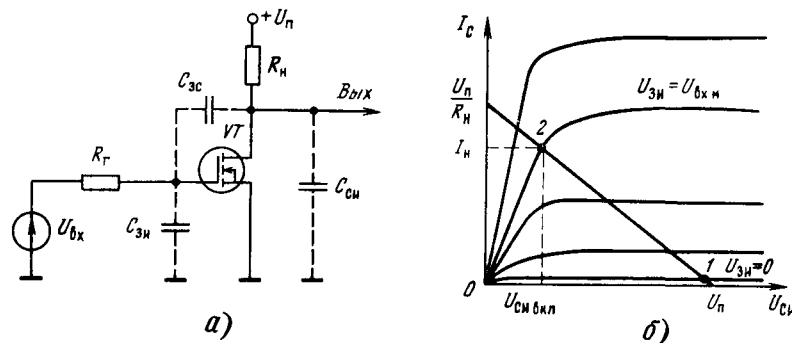


Рис. 3.1. Схема ключа на мощном МДП-транзисторе (а) и графические построения для расчета его статических режимов (б)

тических ВАХ реального прибора и графические построения рис. 3.1, б, нетрудно найти параметры статического режима ключа. Точный расчет статического режима и переходных процессов возможен только при использовании ЭВМ. Он будет описан в гл. 10. Ниже излагаются основы приближенного аналитического расчета ключа [12].

Ключ выключен, если входное напряжение $U_{B\kappa} < U_0$, где U_0 — пороговое напряжение отпирания транзистора. Для мощных МДП-транзисторов $U_0 > 0$, поэтому обычно ключ закрыт при $U_{B\kappa} = 0$. Для надежного отпирания транзистора амплитуда входного импульса выбирается из условия $U_{B\kappa M} > (1,2 \dots 1,5) (U_0 + I_n/S_0)$, где $I_n = U_n/(R_n + R_{C\kappa})$.

Напряжение на стоке выключенного транзистора $U_{CI\text{выкл}} = U_n - I_{C\text{нач}} R_n \approx U_n$, а напряжение на стоке включенного транзистора $U_{CI\text{вкл}} = R_{C\kappa} I_n = R_{C\kappa} U_n/(R_n + R_{C\kappa})$.

Переходные процессы (рис. 3.2) имеют шесть характерных стадий. На первой стадии (задержка включения) напряжение $u_{CI}(t) = U_{CI\text{вкл}} = \text{const}$ и происходит заряд емкостей $C_{3\kappa}$ и C_{3C} через резистор R_T с постоянной времени $\tau_1 \approx R_T(C_{3\kappa} + C_{3C})$. В ходе заряда напряжение $u_{3\kappa}(t)$ меняется по экспоненциальному закону $u_{3\kappa}(t) = U_{B\kappa M}[1 - \exp(-t/\tau_1)]$ и в момент времени $t = t_{3\text{вкл}}$ достигает значения $u_{3\kappa}(t_{3\text{вкл}}) = U_0$. Длительность этого интервала

$$t_{3\text{вкл}} = R_T(C_{3\kappa} + C_{3C}) \ln [U_{B\kappa M}/(U_{B\kappa M} - U_0)]. \quad (3.1)$$

На второй стадии (включение) транзистор отпирается и ключ переходит в активный усилительный режим работы. Коэффициент усиления для приращений напряжения $u_{CI}(t)$ равен $K_0 = S_0 R_n$ и при типовых $R_n = 50 \dots 200$ Ом (для $U_n \approx 400 \dots 500$ В) изменяется от 50 до 200. Это говорит о том, что приращение $\Delta u_{3\kappa}(t) \approx \Delta u_{CI}(t)/K_0$ мало, несмотря на большую величину $\Delta u_{CI}(t) \approx U_n$. Для этой стадии характерно действие сильной отрицательной обратной связи через емкость C_{3C} (аналогично эффекту интегрирования Миллера в ламповых схемах). В результате действующее значение входной емкости резко возрастает: $C_{3\kappa 0} = C_{3\kappa} + C_{3C}(1 + K_0) = C_{3\kappa} + C_{3C}(1 + S_0 R_n)$. Это приводит к характерному замедлению изменения напряжения $u_{3\kappa}(t)$ из-за возрастания постоянной времени $\tau_{B\kappa 0} = R_T C_{3\kappa 0}$. Нелинейность зависимости $C_{3C}(U_{CI})$ может приводить даже к уменьшению $u_{3\kappa}(t)$, так как при спаде $u_{CI}(t)$ емкость C_{3C} и постоянная времени $\tau_{B\kappa 0}$ дополнительно возрастают.

Практическую оценку для длительности этой стадии $t_{B\kappa}$ можно получить, усреднив C_{3C} (при этом значение средней емкости $\bar{C}_{3C}$ весьма близко к паспортному) и напряжение $U_{3\kappa}$ на участке его медленного изменения. Для этого полагаем $u_{3\kappa}(t)$ равным среднему значению напряжения на затворе в середине этой стадии: $U_{3\kappa 0} = U_0 + (U_n - U_{CI\text{вкл}})/2R_n S_0$. При указанных выше типовых значениях R_n соблюдаются условия

$C_{3\kappa 0} \approx C_{3C}(1 + R_n S_0) \gg C_{3\kappa}$, $\tau_{B\kappa 0} \approx R_T \bar{C}_{3C}(1 + R_n S_0) \gg \tau_{B\kappa} = R_n(C_{3\kappa} + \bar{C}_{3C})$, что говорит о несущественном влиянии емкостей $\bar{C}_{3\kappa}$ и $C_{3\kappa}$ на переходный процесс включения.

За счет действия обратной связи средний входной ток $\bar{i}_{B\kappa} \approx (U_{B\kappa M} - U_{3\kappa 0})/R_T \approx \text{const}$ автоматически компенсируется током разряда емкости C_{3C} : $\bar{i}_{C3C} = C_{3C} du_{CI}/dt$ (как в интеграторе Миллера). При $\bar{i}_{B\kappa} = \text{const}$ спад

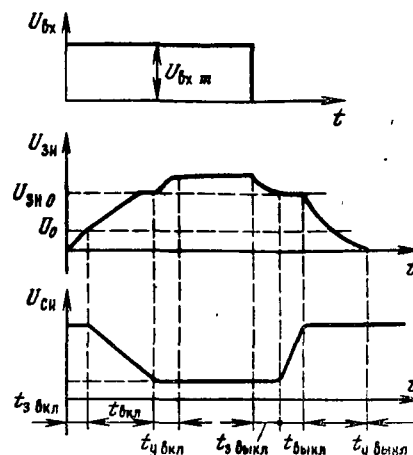


Рис. 3.2. Переходные процессы в схеме ключа

$u_{СИ}(t)$ происходит по линейному закону и $du_{СИ}/dt = (U_{п} - U_{СИ\text{вкл}})/t_{\text{вкл}}$. Из этих условий находим

$$t_{\text{вкл}} \approx 0,8 \bar{C}_{зс} \frac{R_{г}(U_{п} - U_{СИ\text{вкл}})}{U_{\text{вх м}} - U_{о} - (U_{п} - U_{СИ\text{вкл}})/2R_{н}S_{о}}. \quad (3.2)$$

Здесь коэффициент равен 0,8 потому, что при расчетах длительность $t_{\text{вкл}}$ принято оценивать как интервал времени изменения $u_{СИ}(t)$ от 0,1 ($U_{п} - U_{СИ\text{вкл}}$) до 0,9 ($U_{п} - U_{СИ\text{вкл}}$). Это увеличивает точность расчета, поскольку при расчете $t_{\text{вкл}}$ исключаются участки нелинейного изменения $u_{СИ}(t)$ при переходе ключа из закрытого состояния в открытое.

На третьей стадии (установление включения) $u_{СИ}(t) \approx U_{СИ\text{вкл}}$ и почти не меняется. Это означает выключение механизма внутренней обратной связи и заряд емкости ($C_{зп} + C_{зс}$) до напряжения $u_{ЗИ}(t) \approx U_{\text{вх м}}$. Длительность этой стадии $t_{\text{у вкл}} \approx 3R_{г}(C_{зп} + C_{зс})$.

Следующие три стадии характеризуют выключение прибора. На четвертой стадии значение $U_{\text{вх}}(t)$ падает скачком до нуля и происходит разряд емкости ($C_{зп} + C_{зс}$) от начального напряжения $u_{ЗИ}(t) = U_{\text{вх м}}$ до порогового уровня входа в активный режим работы $U_{ЗИ\text{кр}} = U_{о} + (U - U_{СИ\text{вкл}})/R_{н}S_{о}$, по экспоненциальному закону

$$u_{ЗИ}(t) = U_{\text{вх м}} \exp(-t/\tau_1),$$

где $\tau_1 = R_{г}(C_{зп} + C_{зс})$. Длительность этого интервала

$$t_{\text{з выкл}} = R_{г}(C_{зп} + C_{зс}) \ln(U_{\text{вх м}}/U_{ЗИ\text{кр}}). \quad (3.3)$$

На пятой стадии ключ вновь переходит в активный режим работы и возникает отрицательная обратная связь через емкость $C_{зс}$. При этом $\tau_{\text{вх}}$ возрастает и спад $u_{ЗИ}(t)$ резко замедляется при $u_{ЗИ}(t) = U_{ЗИо}$. Длительность стадии выключения находим, приравняв средний входной ток $\bar{i}_{\text{вх}} \approx U_{ЗИо}/R_{г}$ (так как теперь $U_{\text{вх}} = 0$) току $\bar{i}_{\text{зс}} = C_{зс} du_{СИ}(t)/dt \approx \bar{C}_{зс}(U_{п} - U_{СИ\text{вкл}})/t_{\text{выкл}}$:

$$t_{\text{выкл}} = 0,8 \bar{C}_{зс} R_{г} \frac{U_{п} - U_{СИ\text{вкл}}}{U_{о} + (U_{п} - U_{СИ\text{вкл}})/2R_{н}S_{о}}. \quad (3.4)$$

На заключительной шестой стадии (установления выключения) напряжение $u_{СИ}(t)$ падает из-за разряда емкости ($C_{зп} + C_{зс}$) через $R_{г}$ до напряжения $u_{СИ}(\infty) = 0$. Обратная связь при этом не действует, поскольку $u_{СИ}(t) = U_{п} = \text{const}$ и $du_{СИ}/dt = 0$. Длительность этой стадии $t_{\text{у выкл}} \approx 3R_{г}(C_{зп} + C_{зс})$.

Выполненный анализ предсказывает следующие закономерности переходных процессов: независимость крутизны спада и роста $u_{СИ}(t)$ от напряжения $U_{п}$ (она задается током $i_{\text{вх}}$), пропорциональность $t_{\text{вкл}}$ и $t_{\text{выкл}}$ перепаду $U_{п} - U_{СИ\text{вкл}}$, наличие задержек $t_{\text{з вкл}}$ и $t_{\text{з выкл}}$, пропорциональных постоянной времени $R_{г}(C_{зп} + C_{зс})$, слабое влияние на $t_{\text{вкл}}$ и $t_{\text{выкл}}$ емкостей $C_{зп}$ и $C_{сн}$ и доминирующее влияние $C_{зс}$. При этом $t_{\text{вкл}}$ и $t_{\text{выкл}}$ пропорциональны постоянной времени $R_{г}\bar{C}_{зс}$.

Типовые параметры ключа на мощном ключевом МДП-транзисторе КП701 с $U_{о} = 6$ В, $C_{зп} = 10^{-9}$ Ф, $C_{зс} = 30 \cdot 10^{-12}$ Ф, $S_{о} = 1$ А/В, $R_{сн} = 2$ Ома при $R_{г} = 15, 25$ и 50 Ом, $R_{н} = 82$ Ома, $U_{п} = 400$ В и $U_{\text{вх м}} = 20$ В приведены в табл. 3.1. Несмотря на приближенность полученных расчетных соотношений данные расчета соответствуют экспериментальным.

На рис. 3.3 приведены осциллограммы импульсов на входе и выходе ключа, а также на затворе транзистора для разных $R_{г}$ и $U_{п}$. Они сняты с помощью стробоскопического осциллографа С7-8. Нетрудно заметить, что даже для этого силового высоковольтного транзистора ($U_{СИ\text{ макс}} = 700$ В) времена включения и выключения не превышают 50...55 нс (при малых $R_{г} < 50$ Ом они значительно меньше).

Таблица 3.1. Временные параметры ключа на МДП-транзисторе КП701

Значение $R_{г}$, Ом	$t_{\text{з вкл}}$	$t_{\text{вкл}}$	$t_{\text{з выкл}}$	$t_{\text{выкл}}$
15	$\frac{5,511}{6,0}$	$\frac{12,1}{12,0}$	$\frac{9,545}{10,0}$	$\frac{16,77}{19,0}$
25	$\frac{9,184}{10,0}$	$\frac{20,16}{20}$	$\frac{15,96}{16}$	$\frac{27,95}{30,0}$
50	$\frac{18,37}{20,0}$	$\frac{40,38}{40,0}$	$\frac{31,92}{35,0}$	$\frac{55,91}{55,0}$

Примечание В числителе указаны расчетные значения параметров, в знаменателе — экспериментальные (в наносекундах).

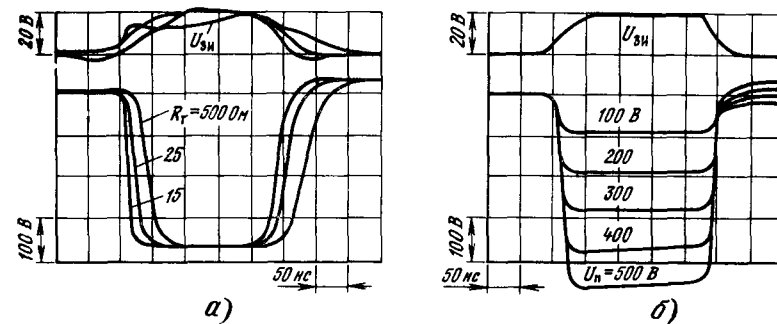


Рис. 3.3. Осциллограммы импульсов в схеме ключа на высоковольтном ключевом мощном МДП-транзисторе КП702 при разных $R_{г}$ (а) и $U_{п}$ (б)

К недостаткам ключей на мощных МДП-транзисторах можно отнести наличие заметного неуправляемого тока $I_{с\text{ нач}}$. Значения $I_{с\text{ нач}}$ в паспортных данных обычно завышены, но разработчики схем вынуждены ориентироваться на паспортные значения. Другой недостаток — большие остаточные напряжения несмотря на наличие отдельных приборов с рекордно малыми сопротивлениями $R_{сн}$ (до 0,01 Ом при токах до 50 А). В целом по остаточному напряжению мощные МДП-транзисторы уступают биполярным. Динамические входные токи (заряда — разряда входной емкости) значительны, и для их достижения могут потребоваться специальные схемы управления. Однако при высоких частотах переключения (выше 30...50 кГц) общие статические и динамические потери в ключевых схемах на мощных МДП-транзисторах меньше, чем в схемах на мощных биполярных транзисторах.

3.2. Быстродействующие ключи на мощных ВЧ- и СВЧ-полевых транзисторах

В ключах могут использоваться не только специальные ключевые, но и мощные ВЧ и СВЧ МДП-транзисторы, первоначально разработанные для усилителей мощности ВЧ и СВЧ. Более того, эти приборы имеют намного меньшие входные $C_{зп}$ и проходные $C_{зс}$ емкости и поэтому могут иметь на 1...2 порядка меньшие времена переключения, чем у ключевых

Таблица 3.2. Электрические параметры мощных МДП-транзисторов

Параметр	КТ902	КТ901	КТ904	КТ905	КТ907
Крутизна S_0 , мА/В	20	140	450	30	200
Входная емкость $C_{вх}$, пФ	6,5	40	180	8	20
Выходная емкость $C_{вых}$, пФ	4	20	85	2,0	5
Прокладная емкость $C_{ск}$, пФ	0,5	2,5	8	0,4	1,5
Рабочая частота $f_{раб}$, МГц	1...1,5	100	100	1000	1000
Выходная мощность $P_{вых}$, Вт	0,83	1,02	0,75	1...1,5	4...8
Импульсная добротность Q , 1/нс	2,02	2,83	2,2	1,73	4,48
Максимальная импульсная добротность $Q_{макс}$, 1/нс	55,8	88,9	80,6	7,18	19,8
Скорость изменения напряжения стока $(dU_c/dt)_{макс}$, В/нс; мА/пФ	0,25	2,0	7,5	0,3	2,1
Максимальный ток стока I_c , А	70	85	100	80	80
Максимально допустимое напряжение сток—исток $U_{си}$, В	85	100	120	70	70
Максимально допустимое напряжение сток—затвор $U_{зс}$, В	30	30	30	30	30
Максимально допустимое напряжение затвор—исток $U_{зи}$, В	3,5	20	75	4,0	11
Максимально допустимая рассеиваемая мощность $P_{рас}$, Вт	16	4	1,5	12	3,0
Максимально допустимая температура $T_{крит}$, °С	КТ-23	КТ-23	КТ-24	КТ-26	КТ-28
Тепловое сопротивление $R_{т}$, °С/Вт					
Тип корпуса					

мощных ПТ. Это обстоятельство впервые было отмечено в [11—16] и привело к широкому применению мощных МДП-транзисторов в импульсных схемах высокого быстродействия, таких как генераторы импульсов для накачки лазерных диодов, измерительные генераторы и др.

Импульсные свойства активных приборов принято характеризовать импульсной добротностью $Q = K/t_f$, где K — коэффициент усиления в линейном режиме; t_f — длительность фронта импульсов, формируемых при переключении прибора.

Общее выражение для Q , пригодное для оценки как маломощных, так и мощных приборов, имеет вид $Q = \mu/2,2(1+\eta)L^2$, где μ — подвижность носителей в канале; η — поправочный коэффициент; L — длина канала. Из этого выражения следует, что добротность быстро растет (а t_f падает) по мере укорочения канала. Поэтому можно ожидать резкого уменьшения t_f при использовании в ключевых схемах мощных МДП-транзисторов ВЧ и СВЧ с малой длиной канала. Большие значения Q характерны для GaAs мощных ПТШ в связи с тем, что у этих приборов не только малы значения L (приблизительно до 1 мкм), но и выше подвижность μ носителей в канале.

Особенности характеристик мощных ПТ позволяют использовать для описания их импульсных свойств «ламповое выражение» для добротности $Q = S_0/2,2(C_{зв} + C_{зс} + C_{си})$, где S_0 — крутизна транзисторов. Если запускать ключ от источника с $R_{г} \rightarrow 0$, то предельное значение добротности $Q_{макс} = S_0/2,2(C_{зс} + C_{си})$, так как при $R_{г} \rightarrow 0$ время заряда входной емкости $C_{си}$ стремится к нулю. В табл. 3.2 приведены типовые электрические и импульсные параметры ряда мощных МДП-транзисторов ВЧ и СВЧ. Максимальная скорость изменения напряжения на стоке оценивается как

$$\frac{dU_{си}}{dt} = \frac{I_{Смакс}}{C_{си} + C_{зс}}.$$

Данные табл. 3.2 указывают на возможность получения субнаносекундных времен переключения с помощью приборов КТ902, КТ905 и КТ907, сочетающих высокие Q с относительно малыми емкостями структуры.

Для снятия импульсных параметров приборов использовалась установка, приведенная на рис. 3.4. Ключ запускался от генератора импульсов

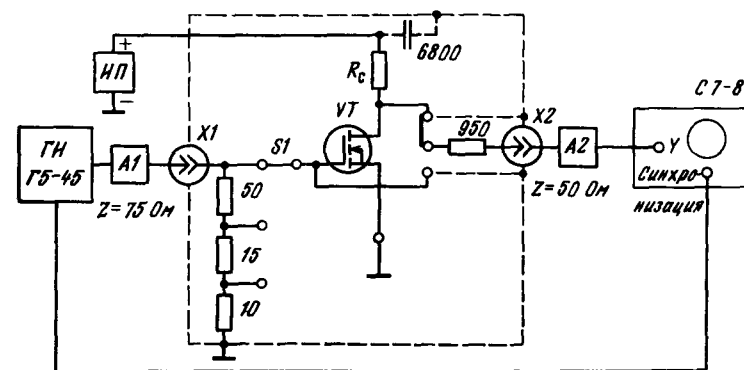


Рис. 3.4. Установка для исследования импульсных параметров быстродействующих ключей

Г5-45 через аттенуатор. Перемычки в цепи затвора позволяли получать $R_{г} = 10$; 25 и 75 Ом. Контроль выходных импульсов осуществлялся с помощью запоминающего стробоскопического осциллографа С7-8.

На рис. 3.5 представлены сравнительные осциллограммы процессов переключения ключа на транзисторах КП902, КП905 и КП907. Они показывают, что времена переключения приборов КП902 менее 1 нс, КП905 менее 0,6 нс (при токах 0,15...0,3 А), а КП901 не более 3,5 нс для включения и 12 нс для выключения (ток 1...1,5 А). Субнаносекундными временами переключения обладают и мощные СВЧ МДП-транзисторы КП907 (токи до 2...2,5 А), КП908 и КП911.

Таблица 3.3. Импульсные параметры мощных GaAs ПТШ

Тип транзистора	S_0 , мА/В	C_{3H} , пФ ($U_{3H} = -1В$)	C_{3H} , пФ	C_{3C} , пФ	Q , 1/нс	$Q_{макс}$, 1/нс	$(dU_C/dt)_{макс}$, В/нс
ЗП602А	60	1,5	0,5	0,12	12,9	44	435,5
ЗП602Г	120	3	0,54	0,22	14	71,8	710,5
ЗП603	140	4	0,23	0,33	13,9	11,6	1052,6
ЗП910А	200	4,5	0,7	0,31	16,5	90,9	600
ЗП915А	800	17	1,03	1,4	18,7	149,6	2057,6

Аналогичное исследование было проведено для GaAs мощных ПТШ [59, 127]. Приборы этого типа с $f_{макс} \approx 8...18$ ГГц имеют очень малую длину канала L (до ≈ 1 мкм). В табл. 3.3 приведены основные данные об их импульсных параметрах. По значениям Q и $Q_{макс}$ приборы почти на 2 порядка превосходят мощные кремниевые МДП-транзисторы, а по параметру $(dU_C/dt)_{макс}$ в несколько раз.

Для приборов с субнаносекундными временами переключения крутизна S является функцией времени, что учитывается ее переходной характеристикой $h_S(t) = S(t)/S_0 = 1 - \exp(-t/\tau_0)$, где τ_0 — время пролета основными носителями области канала. Известно, что $\tau_0 = K \rho_m \epsilon \epsilon_0 W L / H^2 V X$, где K — коэффициент, учитывающий конфигурацию приборов; $\epsilon \epsilon_0$ — диэлектрическая постоянная материала; ρ_m — удельное сопротивление металлизаций затвора; $X = (U_{3H}/U_0)$; W — ширина канала.

Для мощных GaAs ПТШ с $L=1$ мкм расчетные значения $\tau_0 = 5...13$ пс. Если длительность фронта входного импульса $t_{ф.вх} > (2...3)\tau_0$, то зависимость $S(t)$ можно не учитывать. Получение $t_{ф.вх} < 50$ пс в настоящее время проблематично, поэтому $S(t)$ не учитывается, а реальные значения времен переключения ключей на мощных ПТШ в 2...3 раза выше ожидаемых их предельных оценок.

Схема ключа на мощных ПТШ показана на рис. 3.6. Источник $-U_3$ используется для запираания мощного ПТШ, так как нормально он открыт.

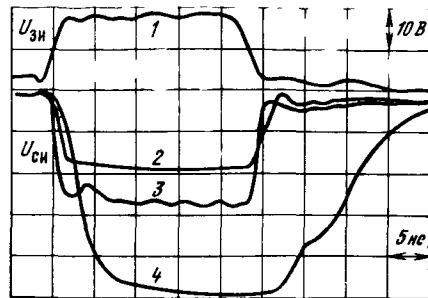


Рис. 3.5. Осциллограммы входного (1) импульса и импульсов на стоке для транзисторов КП902 (2), КП905 (3) и КП901 (4)

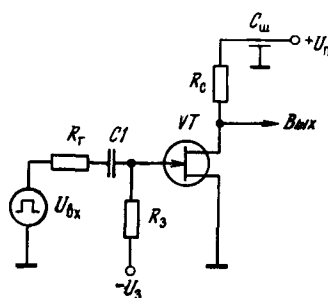


Рис. 3.6. Схема ключа на мощном GaAs ПТШ

Ключ отпирается входным импульсом положительной полярности с амплитудой, примерно равной $|U_3|$. Все элементы ключа (R_3 , разделительный конденсатор C_1 и R_C) выполнены безвыводными и припаиваются к соответствующим точкам схемы непосредственно. Это уменьшает их паразитные индуктивности. Индуктивность, например, резистора R_C порядка 3...5 нГн уже ведет к появлению заметного выброса напряжения на стоке.

На рис. 3.7 представлены осциллограммы импульсов на затворе и стоке транзистора ЗП602А в схеме ключа для разных U_3 . Время включения оказалось равным 0,1 нс, а время выключения до 0,24 нс. Возрастание времени выключения связано с затяжкой среза входного импульса. Закономерности переходного процесса (в частности, влияние емкости C_{3C}) оказываются аналогичными описанным в § 3.1. Приборы ЗП602А переключали токи

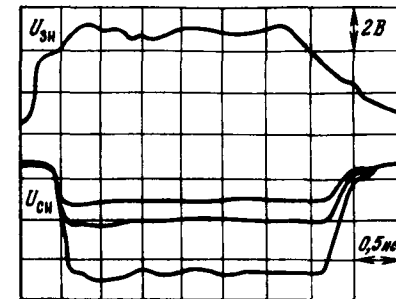


Рис. 3.7. Осциллограммы импульсов на затворе (верхний луч) и стоке (нижний луч) для схемы ключа рис. 3.6 при $U_3 = 2, 3$ и 6 В (сверху вниз), $R_H = 100$ Ом и $R_C = 16$ Ом

до 0,1 А, ЗП602 до 0,16 А и ЗП603 до 0,28 А (при этом оценка их R_C и U_{3H} в импульсном режиме дала значения 7,5; 6 и 4,7 Ом соответственно). Заметной зависимости $t_{вкл}$ и $t_{выкл}$ от R_C не наблюдалось, что, очевидно, связано с относительно большой длительностью фронтов запускающего импульса, которая в 2...3 раза превышала значения $t_{вкл}$ и $t_{выкл}$.

Оценка предельных возможностей ключей на мощных ПТШ и учет влияния паразитных реактивностей структуры транзисторов и схемы возможен только при использовании машинных методов расчета (в связи со сложностью эквивалентных схем). Некоторые данные о таких расчетах приведены в гл. 10. В целом следует отметить уникальное быстродействие ключей (времена переключения менее 0,1 нс), позволяющее использовать их в схемах субнаносекундного диапазона времен.

3.3. Графоаналитический метод расчета ключей

Из приведенных данных вытекает, что при рациональном монтаже влияние паразитных индуктивностей схем и транзисторов мало. На это указывает, в частности, отсутствие заметных выбросов на осциллограммах. Приближенные методы расчета (§ 3.1) не позволяют корректно учесть влияние нелинейности ВАХ транзисторов на характер переходных процессов. Поэтому для инженерного проектирования ключевых схем (наряду с их довольно сложным моделированием на ЭВМ) представляет интерес простой графоаналитический метод расчета переходных процессов, описанный в [61].

Рассмотрим упрощенную схему ключа (рис. 3.8) на мощном МДП-тран-

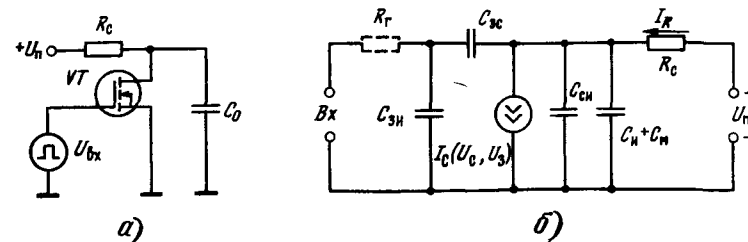


Рис. 3.8. Принципиальная (а) и эквивалентная (б) схемы ключа

зисторе с линейной нагрузкой в цепи стока R_c и запуском от генератора прямоугольных импульсов с $R_r=0$. Тогда переходный процесс описывается нелинейным дифференциальным уравнением первого порядка (рис. 3.8)

$$C_0 \frac{du_c}{dt} = I_R - I_C(U_c, U_3), \quad (3.5)$$

где

$$I_R = (U_n - U_c)/R_c \quad (3.6)$$

ток, текущий через резистор R_c , $I_C(U_3, U_c)$ — ток стока ПТ; $C_0 = C_{сн} + C_{зс} + C_m + C_n$ — общая емкость в цепи стока, включающая емкость монтажа C_m и нагрузки C_n .

Решим это уравнение графически. При этом разобьем общий временной интервал графического интегрирования на N равных отрезков $\Delta t_1 = \Delta t_2 = \dots = \Delta t_n = \Delta t$. Предположим, что при включении транзистора емкость C_0 на каждом отрезке разряжается неизменным током i_{cN} . Тогда приращение напряжения на стоке $\Delta U_{cN} = i_{cN} \Delta t / C_0$. Это уравнение является уравнением наклонной прямой, образующей с осью I_C выходных характеристик угол

$$\varphi = \arctg(\Delta U_{cN} / i_{cN}) = \arctg(\Delta t / C_0). \quad (3.7)$$

На рис. 3.9 показано графическое построение зависимостей $u_c(t)$ при

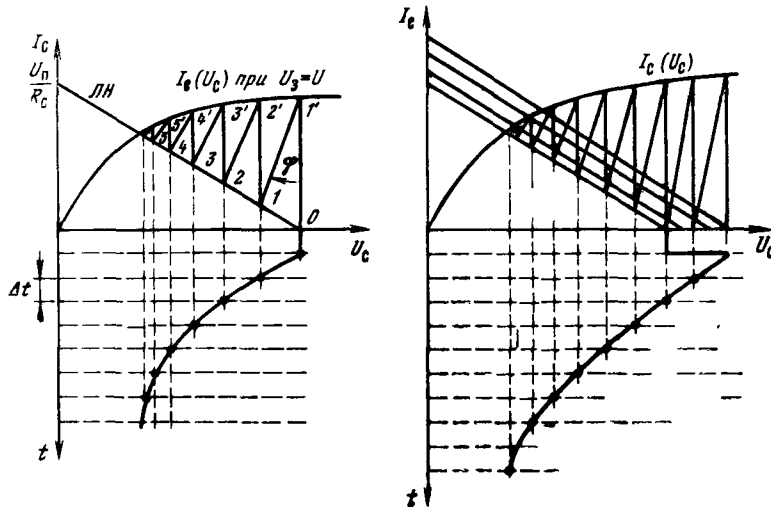


Рис. 3.9. Графический расчет переходных процессов при запуске ключа рис. 3.8 от источника перепада

Рис. 3.10. Графический расчет переходных процессов при запуске ключа рис. 3.8 от источника экспоненциального перепада

включении ПТ перепадом напряжения: $U_3=0$ при $t \leq 0$; $U_3=U$ при $t > 0$.

На семействе выходных характеристик выбирается кривая для $U_3=U$ и строится по уравнению (3.6) линия нагрузки (ЛН) резистора R_c . Из исходной точки 0 проводится перпендикуляр до пересечения с кривой выходной характеристики в точке I' . Из точки I' проводим наклонную прямую под углом φ к оси I_C до пересечения с линией нагрузки ЛН в точке I . По горизонтальной точка I отстоит от 0 на значение приращения ΔU_{c1} . Далее построение повторяется. В нижней части графика откладываем значения Δt и u_c . Временной масштаб определяется из (3.7) по заданному углу φ (или, наоборот, по заданному Δt_N определяется угол φ).

Рассмотрим теперь более сложный случай, когда необходимо учесть «просачивание» входного перепада через проходную емкость $C_{ас}$. При запуске перепадом напряжения это приводит к появлению скачка напряжения на стоке, реакция на который имеет экспоненциальный характер:

$$\Delta U = (U_{ас} / C_0) \exp(-t / R_c C_0). \quad (3.8)$$

Это означает смещение по времени ЛН резистора R_c на величину ΔU . К исходному состоянию ЛН приходит при $t \rightarrow \infty$ или практически при $t > 3R_c C_0$.

При построении рис. 3.10 вначале с помощью (3.8) строится ряд ЛН R_c для моментов времени $\Delta t_1, \Delta t_2, \dots, \Delta t_N$. Каждый шаг графического интегрирования проводим с использованием соответствующей ЛН. Выходное напряжение при этом имеет характерный выброс.

Графический метод применим и для более сложных случаев, когда запуск производится сигналом произвольной формы и нагрузка нелинейна (например, когда вместо R_c применяется дополнительный транзистор). Допустим, запуск производится перепадом напряжения, но при конечном сопротивлении источника запускающего сигнала R_r . При этом напряжение на затворе будет меняться по экспоненциальному закону $u_3(t) = U[1 - \exp(-t / R_r C_{зз})]$.

Для построения зависимости $u_c(t)$ вначале строится семейство кривых выходных характеристик для различных моментов t и соответствующих им значений U_3 . При каждом шаге графического интегрирования используется соответствующая кривая семейства выходных характеристик (рис. 3.11)

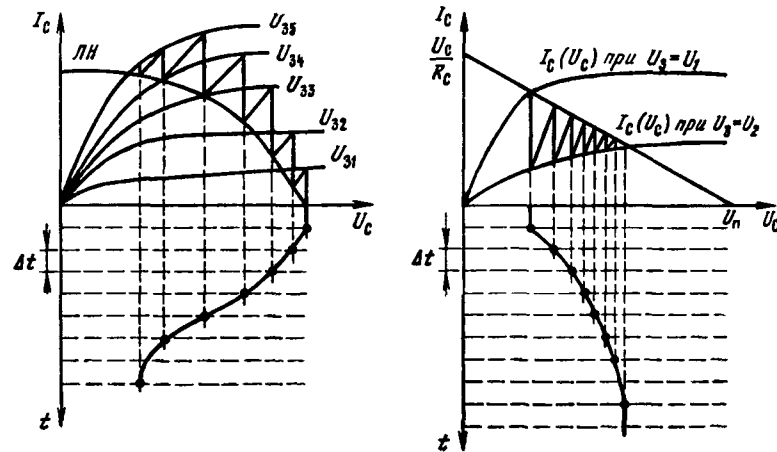


Рис. 3.11. Графический расчет переходных процессов при нелинейной нагрузке

Рис. 3.12. Графический расчет переходных процессов при выключении ключа

Аналогичным образом можно построить зависимость $u_c(t)$ при выключении транзистора. На рис. 3.12 показано такое построение при выключении сигналом.

$$u_3(t) = U_1 \text{ при } t \leq 0, \quad u_3(t) = U_2 < U_1 \text{ при } t > 0.$$

Описанный способ применим и при нелинейной емкости C_0 . В этом случае процесс построения более трудоемок, так как необходимо менять φ в соответствии с зависимостью C_0 от U_{cN} (при переходе от одного шага к другому). В пределах одного шага принимается $C_0(U_{cN}) = \text{const}$.

Погрешность расчетов графическим методом может доходить до 10...15%, что существенно меньше, чем при аналитических методах расчета, использующих усредненные параметры приборов. Для ключей на мощных GaAs ПТШ погрешность расчетов больше (до 25...30%), что, однако, вполне приемлемо для схем с рекордным быстродействием.

3.4. Двухтактные ключи

Ключи, описанные выше, имеют высокое выходное сопротивление (R_n или R_c) в разомкнутом состоянии. Поэтому они плохо работают, если нагрузкой является емкость или линия передачи. В этом случае целесообразно применение двухтактных ключей (рис. 3.13).

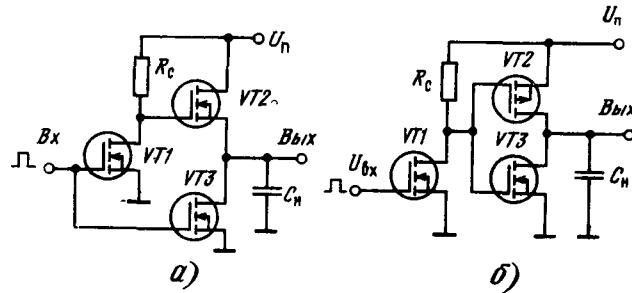


Рис. 3.13. Двухтактные ключи на мощных МДП-транзисторах

В схеме рис. 3.13, а транзисторы VT1 и VT3, включенные по схеме с общим истоком, нормально ($U_{bx} \leq U_0$) закрыты. Напряжение со стока VT1, равное $U_{си\text{ выкл}} \approx U_n$, поступает на выход через истоковый повторитель, собранный на транзисторе VT2. Его выходное сопротивление $R_{вых} \approx 1/S_2$, где S_2 — крутизна VT2. При $U_{bx} > U_0$ транзисторы VT1 и VT3 открыты, разность потенциалов между их стоками близка к нулю и VT2 закрыт. При этом выходное сопротивление ключа $R_{вых} \approx 1/S_3$, где S_3 — крутизна VT3. Обычно VT2 и VT3 применяются одного типа, поэтому обеспечивается одинаковое и малое $R_{вых}$ в обоих состояниях ключа. Значение $R_{вых} \leq 50$ Ом обеспечивается при использовании транзисторов с $S_0 \geq 20$ мА/В (приборы КП902, КП905 и КП908).

Ключ на рис. 3.13, б можно рассматривать как комбинацию собственно ключа с двухтактным выходным каскадом на комплементарных ПТ VT2 и VT3. При этом VT2 обеспечивает ускоренный заряд C_n , а VT3 — ускоренный разряд. Значения $R_{вых}$ соответствуют приведенным выше. Ввиду малой распространенности мощных МДП-транзисторов с каналом p-типа (VT2) эта схема применяется реже, чем схема на рис. 3.13, а.

Оценим приближенно времена переключения ключа на рис. 3.13, а. В исходном состоянии VT1 закрыт и выходное напряжение $U_{вых} \approx U_n - U_{зи2} = U'_{вых}$. При подаче входного импульса начинает разряжаться общая выходная емкость $C_0 \approx C_n + C_{си}^{(3)} + C_{си}^{(2)} + C_{зс}^{(2)} + C_{зс}^{(3)}$. Большую часть времени разряда ток разряда C_0 равен $S_0^{(2)}(U_{вх\text{ м}} - U_0)$. Следовательно, время разряда $t_p \approx C_0 (U_{вых}^1 - U_{вых}^0) / S_0^{(2)}(U_{вх\text{ м}} - U_0)$, где $U_{вых}^1 - U_{вых}^0$ — перепад напряжения на выходе. Здесь верхние индексы в скобках указывают на номер транзистора.

При исчезновении входного импульса VT1 и VT3 запираются. Переходной процесс обусловлен зарядом емкости в цепи стока VT1 и выходной емкости. Постоянная времени заряда емкости в цепи стока VT1

$\tau_1 = R_c [C_{си}^{(1)} + C_{зс}^{(1)} + C_{зс}^{(2)} + C_{зс}^{(3)} + C_m]$, где C_m — емкость монтажа. Постоянная времени заряда выходной емкости $\tau_2 = C_0 / S_0^{(2)}$. Время заряда C_n можно оценить как $t_3 \approx 2,2 \sqrt{\tau_1^2 + \tau_2^2}$.

При $U = U_n = 70$ В, $R_c = 510$ Ом и $C_n = 10$ пФ ключ (рис. 3.12, а) на мощных МДП-транзисторах КП905 обеспечивал амплитуду выходных импульсов $(U_{вых}^1 - U_{вых}^0) \geq 50$ В при $t_3 = t_p \approx 6$ нс. Импульсы на выходе имеют гладкую форму.

Для уменьшения t_3 и t_p можно использовать трансформаторную коррекцию (рис. 3.14). Она позволила уменьшить t_3 до 3,5 нс и t_p до 2,5 нс, т. е. примерно вдвое. Трансформатор представляет собой 7—8 витков двойного провода, намотанных на сердечник диаметром 5 мм. Раздвиганием витков и изменением их числа осуществляется подстройка схемы (по минимуму t_3 и t_p и отсутствию заметных выбросов у выходных импульсов).

Поскольку мощные МДП-транзисторы относительно дороги, представляет интерес уменьшение их количества с трех до двух (рис. 3.15). Здесь,

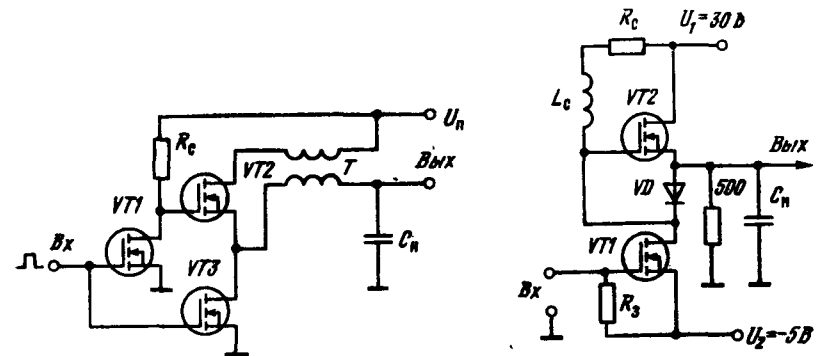


Рис. 3.14. Ключ с автотрансформаторной коррекцией

Рис. 3.15. Схема двухтактного ключа на двух транзисторах

если VT1 закрывается, закрывается и диод VD. Заряд C_n происходит током стока повторителя на VT2. Постоянная времени этого процесса $\tau_2 = C_n / S_0^{(2)}$. Постоянная времени заряда емкости в цепи стока VT1

$$\tau_1 = R_c [C_{си}^{(1)} + C_{зс}^{(1)} + C_{зс}^{(2)} + C_{зс}^{(3)} + C_{зс}^{(2)} + C_m].$$

Результирующая постоянная времени заряда $\tau_3 = \sqrt{\tau_1^2 + \tau_2^2}$. При включении VT1 напряжение на стоке VT1 быстро падает и заряд C_n происходит через открывшийся диод VD и транзистор VT1 (VT2 при этом закрыт).

Для ключа на транзисторах КП901 при $R_c = 60$ Ом и $L_c = 0$ значения t_p и t_3 составили порядка 22 нс. Простая индуктивная коррекция с параметром $K = L_c / R_c^2 C_{01} = 0,414$, где C_{01} — общая емкость в цепи стока VT1, позволяет уменьшить t_p и t_3 примерно в 1,5 раза при отсутствии заметных выбросов на вершине прямоугольного импульса.

Недостатком описанных схем является то, что уровень выходного напряжения $U_{вых}^1$ меньше U_n (нередко на 10...15 В). Это связано с большим $U_{зи}$ у транзистора повторителя. В ключе на рис. 3.16 при закрытом VT1 заряд C_n осуществляется ПТ VT4. А при открытом VT1 (VT4 закрыт) заряд C_n обеспечивается спаренным ключом на двух мощных ВЧ-биполярных транзисторах. Эта схема может работать не только на емкостную, но и на малую активную нагрузку, обеспечивая $U_{вых}^1 \approx U_n$.

Недостатком схем на рис. 3.13, а и 3.14 является большая входная емкость (сумма входных емкостей VT1 и VT3). При больших $R_{г} > 10$ Ом это может привести к заметному увеличению времен переключения. Этот недостаток заметно ослаблен в схеме рис. 3.17. Здесь VT4 управляется напря-

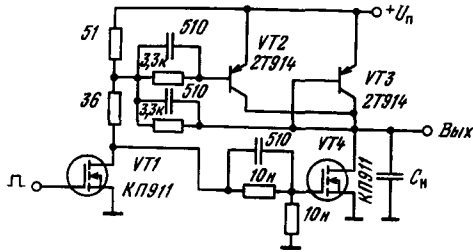


Рис. 3.16. Ключ на полевых и биполярных транзисторах

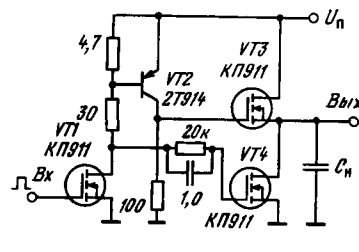


Рис. 3.17. Ключ с уменьшенной входной емкостью

жением, снимаемым со стока VT1, а VT3 — тем же напряжением, проинвертированным ключом на биполярном транзисторе VT2.

3.5. Ключи на составных (полевых и биполярных) транзисторах

По предельным уровням рабочих напряжений и токов мощные ПТ пока уступают биполярным транзисторам. Кроме того, они более дорогостоящие приборы, поэтому представляют интерес схемы на составных транзисторах, в которых сочетаются достоинства этих двух классов приборов [64—66].

На рис. 3.18 представлена схема составного транзистора (сопротивле-

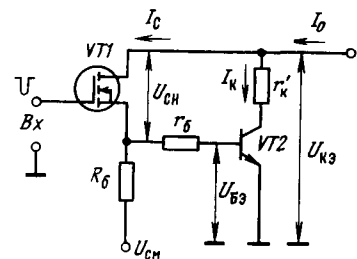
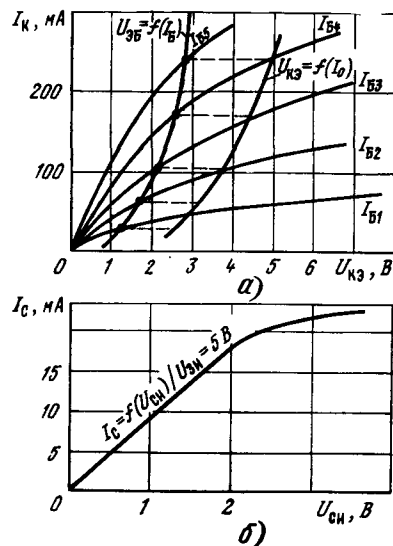


Рис. 3.18. Составной транзистор на базе биполярного и полевого приборов

Рис. 3.19. Графический расчет семейства ВАХ составного транзистора (полевой — КП902А, биполярный — КТ603)



ния r_6 и $r_{к'}$ биполярного транзистора ради наглядности показаны как внешние). В [64] было показано, что при малых $r_{к'}$ ключ на таком составном транзисторе является ненасыщающимся. Из рисунка следует, что при $R_6 \rightarrow \infty$

$I_B = I_C$ и остаточное напряжение $U_{кэ}$ биполярного транзистора является суммой напряжений $U_{кэ}$ биполярного транзистора и $U_{си}$ ПТ. Через последний течет ток I_C , равный $I_0 = I_{к}/h_{21э}$. Таким образом,

$$U_{кэ} = U_{Бэ}(I_B) + U_{си}(I_C). \quad (3.9)$$

Уменьшение I_C в $h_{21э}$ раз (в сравнении с ключом на мощном ПТ, рассчитанном на тот же выходной ток) означает уменьшение в целом остаточного напряжения ключа из-за уменьшения $U_{си}(I_C)$.

С помощью (3.9) легко найти $U_{кэ}$, располагая графическими зависимостями $I_{к}(I_B, U_{кэ})$, $U_{Бэ}(I_B)$ и $I_C = (U_{си}, U_{си})$. Для этого на семейство выходных ВАХ биполярного транзистора (рис. 3.19, а) переносится входная ВАХ $U_{Бэ} = f(I_B)$. Определяются точки пересечения входной ВАХ с кривыми семейства выходных ВАХ. По ним находят токи $I_B = I_C$. Далее из зависимости $I_C = f(U_{си}, U_{си})$ (рис. 3.19, б) находят напряжения $U_{си}$. Суммируя $U_{Бэ}$ и $U_{си}$, получаем кривую $U_{кэ}(I_0)$. Таким образом можно построить полное семейство выходных ВАХ составного транзистора (рис. 3.19).

Графический расчет учитывает реальные особенности ВАХ приборов. Однако он трудоемок. Поэтому целесообразно провести ориентировочный аналитический расчет зависимостей $U_{Бэ}(I_B)$ и $U_{си}(I_C)$, используя следующие выражения:

$$U_{Бэ}(I_B) \approx U_{от} + R_{вх}I_B, \quad (3.10)$$

$$U_{си}(I_C) \approx I_C R_{си \text{ вкл}} \approx \frac{I_B + (U_{см} + U_{Бэ})/R_6}{pS_0}, \quad (3.11)$$

где $R_{вх}$ — усредненное входное сопротивление биполярного транзистора; $U_{от}$ — его напряжение отсечки; $R_{си \text{ вкл}} \approx 1/pS_0$ — сопротивление включенного ПТ. Подставляя (3.10) и (3.11) в (3.9), будем иметь

$$U_{кэ}(I_0) = U_{от} \left(1 + \frac{1}{R_6 pS_0} \right) + \frac{U_{см}}{R_6 pS_0} + I_B \left(R_{вх} + \frac{1}{pS_0} + \frac{R_{вх}}{R_6 pS_0} \right). \quad (3.12)$$

Общий выходной ток определяется суммой токов:

$$I_0 = I_{к} + I_C = I_0 (1 + h_{21э} + R_{вх}/R_6) + (U_{см} + U_{от})/R_6. \quad (3.13)$$

Выразив I_B из (3.13) и подставив его в (3.12), получим зависимость остаточного напряжения $U_{кэ} = f(I_0)$ для включенного прибора

$$U_{кэ}(I_0) = U_{от} \left(1 + \frac{1}{R_6 pS_0} \right) + \frac{U_{см}}{R_6 pS_0} + \frac{I_0 - (U_{см} + U_{от})/R_6}{1 + h_{21э} + R_{вх}/R_6} \left(R_{вх} + \frac{1}{pS_0} + \frac{R_{вх}}{R_6 pS_0} \right). \quad (3.14)$$

Практически для этого составного транзистора при использовании кремниевых биполярных транзисторов напряжение $U_{см}$ может отсутствовать, сопротивление резистора $R_6 \gg R_{вх}$, ток $I_0 \gg U_{от}/R_6$ и $R_{вх} \ll (1/pS_0)$. При этом выражение (3.14) упрощается и примет вид

$$U_{кэ}(I_0) \approx U_{от} (1 + 1/R_6 pS_0) + I_0/h_{21э} pS_0, \quad (3.15)$$

или, используя соотношение $R_{си \text{ вкл}} \approx 1/pS_0$,

$$U_{кэ}(I_0) \approx U_{от} (1 + R_{си \text{ вкл}}/R_6) + I_0 R_{диф}, \quad (3.16)$$

где $R_{диф} = R_{си \text{ вкл}}/h_{21э}$. Из (3.14) следует, что уменьшение R_6 и увеличение $U_{см}$ ведут к росту $U_{кэ}(I_0)$. Физически это объясняется увеличением тока стока и, следовательно, напряжения $U_{си}$. Характерно, что при $r_{к'} = 0$ насыщение биполярного транзистора принципиально исключено, так как всегда

напряжение $U_{кз} > U_{бэ}$. Насыщения не происходит и при $r_{к'} \neq 0$, если $U_{кб} = U_{си} + I_{б}r_6 - I_{к}r_{к'} > 0$, или $U_{си}/h_{21э}I_{б} + r_6/h_{21э} > r_{к'}$. Из (3.11) и (3.14) можно получить

$$\begin{aligned} \frac{R_{си\text{ вкл}}}{h_{21э}} + R_{си\text{ вкл}} \frac{(U_{см} + U_{от}) (1 + h_{21э} + R_{вх}/R_6)}{h_{21э} (I_0 R_6 - U_{см} - U_{от})} + \\ + \frac{R_{вх} R_{си\text{ вкл}}}{h_{21э} R_6} + \frac{r_6}{h_{21э}} \geq r_{к'}. \end{aligned} \quad (3.17)$$

По этой формуле определяется возможность насыщения для составного ключа с учетом напряжения $U_{см}$, сопротивлений R_6 и $R_{си\text{ вкл}}$. Формула (3.15) обуславливает погрешность 30...40%, что связано с допущением постоянства коэффициента передачи по току $h_{21э}$. При учете нелинейной зависимости $h_{21э} f(I_{к'})$ погрешность уменьшается до 10...15%. Насыщенное состояние составного ключа обеспечивается входным напряжением

$$U_{вх} \geq (2 \dots 3) I_0 / h_{21э} S_0 + U_{от} + U_0. \quad (3.18)$$

Практически для составного ключа уровень $U_{вх} \approx 12 \dots 15$ В является вполне достаточным для его включения. Например, для составного ключа с транзисторами КП901А ($S_0 = 0,1$ А/В) и 2Т908 ($h_{21э} \approx 20$) для коммутации тока $I_0 \approx 10$ А величина $U_{вх}$, рассчитанная по (3.18), $U_{вх} = (2 \dots 3) 10/20 \cdot 0,1 + 0,7 + 0,1 = 10,8 \dots 15,8$ В.

При невыполнении этого условия составной ключ работает в активной области выходной ВАХ с током (рис. 3.20) $I_0 \approx h_{21э} S_0 (U_{вх} - U_0 - U_{от} + b^2 U_{вх})$. Следует отметить высокую линейность передаточной характеристики

составного ключа в этом режиме и его высокую термостабильность, так как коэффициенты b и S_0 имеют температурные коэффициенты разного знака.

В динамическом режиме особенности работы составного ключа связаны с различным быстродействием полевых и биполярных приборов. Упрощенно переходный процесс в составном ключе представим следующим образом. При подаче ступеньки напряжения на вход составного ключа рабочая точка МДП-транзистора переходит из положения 1 (рис. 3.21, а) в положение 2, а затем в положение 3 выходной ВАХ. Интервал

времени, соответствующий переходу рабочей точки МДП-транзистора из положения 1 в положение 3, является временем включения МДП-транзистора. В интервале времени, соответствующем переходу рабочей точки МДП-транзистора из положения 3 в положение 4, включается биполярный транзистор. При этом ток стока уменьшается с $I_{см} \approx U_{вх} S_0$ до $I_{с} = I_0 / h_{21э}$, а напряжение на биполярном транзисторе изменяется с $U_{кз} \approx U_{п} (R_{си\text{ вкл}} / (R_{си\text{ вкл}} + R_6))$ до $U_{кз} = U_{кэ} (I_0)$, определяемого выражением (3.16). Таким образом, включение биполярного транзистора в составном ключе происходит при напряжении, меньшем, чем напряжение питания, что повышает надежность работы биполярного транзистора (рис. 3.21, б).

В связи с тем, что ток стока является током базы биполярного транзистора, максимальное входное напряжение, которое может подаваться на вход, связано с максимальным значением тока базы следующим выражением: $U_{вх\text{ м}} \leq (I_{б\text{ м}} / S_0 + U_{пор})$.

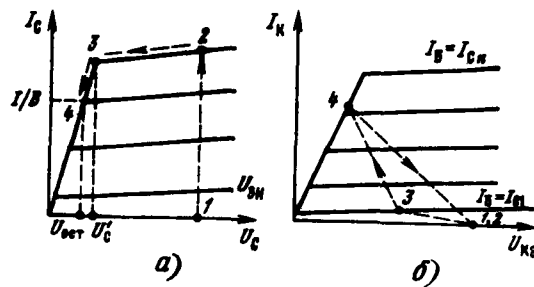


Рис. 3.21. Траектории рабочих точек полевого и биполярного транзисторов при переключении

Длительность интервала включения составного транзистора можно рассчитывать по формуле:

$$\begin{aligned} t_{вкл} = \frac{\tau_t + R_6 (C_{си} + C_{кб})}{[R_{си\text{ вкл}} + K_n (h_{21э} + 1)] / R_{си\text{ вкл}} (h_{21э} + 1)} \times \\ \times \ln \frac{S_0 (U_{пор} + U_{вх}) [R_{си\text{ вкл}} + R_n (h_{21э} + 1)] / U_{п} - 1}{0,1 R_n h_{21э} / (R_n + R_{си\text{ вкл}})}, \end{aligned}$$

где τ_t — постоянная времени биполярного транзистора; $C_{си}$ и $C_{кб}$ — емкости транзисторов составного ключа.

Время выключения составного ключа определяется параметрами биполярного транзистора и описывается следующим выражением:

$$t_{выкл} = [\tau_t + R_n (C_{си} + C_{кб})] (h_{21э} + 1) \ln \frac{I_n / h_{21э} + U_{пор} / R_6}{U_{пор} / R_6}.$$

Результаты исследования ряда составных ключей представлены в табл. 3.4.

Таблица 3.4. Параметры составных ключей

Тип прибора	$t_{вкл}$, нс	$t_{выкл}$, нс	$U_{кэ}$, В	I , А	$S_{экв}$, А/В	$R_{диф}$, Ом
КП901А	50...70	200...300	70	10	3...4	0,3...0,4
КТ908А	70...100	200...300	70	10	6,8	0,13...0,2
КП909А	300...400	400...600	80	40	5	0,25...0,3
КТ908А	500	1000	200	63	6÷7	0,1...0,15
КП904						
ТК40						
КП701						
ТК100						

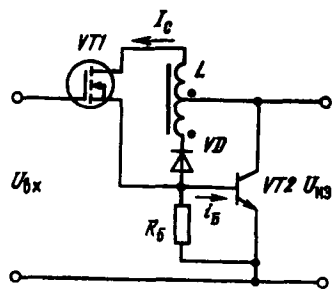


Рис. 3.22. Составной ключ с двухмоточным дросселем управления

В составном ключе при нарушении неравенства (3.17) при выключении появляется задержка, связанная с появлением избыточного заряда у биполярного транзистора. Уменьшение этой задержки достигается введением в схему составного ключа двухмоточного дросселя (рис. 3.22) [68]. При поступлении на вход управляющего импульса первый транзистор открывается и через него протекает ток $i_c \approx i_b$. В индуктивности L накапливается магнитная энергия, пропорциональная току базы. При выключении ключа в нижней полумотке индуктивности создается ток выключения выходного транзистора, который пропорционален току базы. При этом рассасывание избыточного заряда происходит в области эмиттерного и коллекторного переходов, что существенно уменьшает задержку выключения.

3.6. Ключевой регулятор напряжения

Процессы переключения силовых приборов зависят от характера нагрузки. Типовой нагрузкой силовых ключей является активно-индуктивная нагрузка (рис. 3.23), для которой возможны два режима работы: прерывистых и непрерывных токов индуктивности.

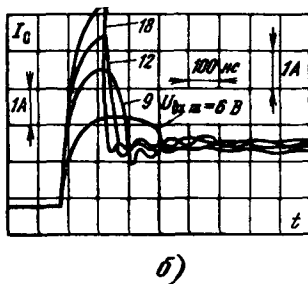
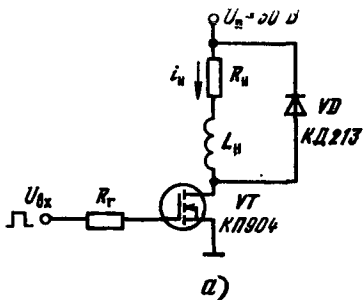


Рис. 3.23. Ключевой регулятор напряжения (а) и экспериментальные временные зависимости тока стока транзистора КТ904 $I_c = f(t)$ для различных значений амплитуды входного напряжения (б)

Особенностью режима прерывистых токов является установление тока i_n на уровне начального тока стока $I_{свч}$ к моменту прихода включающего импульса. Переходные процессы в ключе на ПТ имеют шесть характерных стадий. На первой стадии (задержка включения) напряжение $U_{си} \approx U_n$ и емкости $C_{зк}$ и $C_{зс}$ через резистор R_r заряжаются с постоянной времени $\tau_1 \approx R_r(C_{зк} + C_{зс})$. Длительность этого этапа $t_{звкл}$ определяется выражением (3.1).

На второй стадии (включения) при выполнении условия $\tau_{вх} < \tau_n$ время включения в основном определяется разрядом выходной емкости $C_{вх}$ током $I_{см}: t_{вкл} \approx U_n C_{вх} / I_{см}$, где $I_{см} \approx S_0(U_{вхм} - U_0)$, $C_{вх} \approx C_{сп} + C_{зс}$. Динамические потери при включении рассчитываются по формуле $P_{вкл} \approx U_n^2 C_{вх} / 2T$.

При выключении имеются стадии задержки выключения изменения выходного напряжения $u_{си}(t)$ и изменения тока стока. Стадия задержки вы-

ключения рассчитывается по (3.3). На следующей стадии напряжение $U_{си}(t)$ изменяется от $U_{си} = U_{ост}$ до $U_{си} = U_n$ при практически неизменном токе i_n . Длительность этого интервала можно оценить временем перезаряда емкостей $C_{си}$ и $C_{зс}$ током нагрузки $I_n = (U_n - U_{ост}) / R_n$:

$$t'_{вмкл} \approx (U_n - U_{ост})(C_{си} + C_{зс}) / I_n.$$

Мощность потерь на этом интервале $P'_{вмкл} \approx U_n^2 (C_{си} + C_{зс}) / 2T$.

При $t = t'_{вмкл}$ напряжение $U_{си}$ становится больше напряжения U_n и в работу вступает диод VD . Ток стока уменьшается при $U_{си} = U_n$ по экспоненциальному закону с постоянной времени $\tau_{вх} = R_r(C_{зк} + C_{зс})$: $i_c(t) = I_n \exp(-t/\tau_{вх})$. Длительность этого интервала $t''_{вмкл} \approx 2,2\tau_{вх}$, а мощность потерь $P''_{вмкл} \approx U_n I_n \tau_{вх} / T$.

В режиме непрерывных токов индуктивности к моменту включения силового транзистора диод VD открыт током нагрузки. Стадия задержки включения определяется так же, как в предыдущих случаях. Стадия включения характеризуется рассасыванием избыточных носителей заряда в диоде t_p и восстановлением запирающих свойств диода t_n . На рис. 3.23 показаны экспериментальные временные зависимости тока стока для разных уровней входного сигнала. Практически $t_p \gg t_n$, поэтому можно считать $t_{вкл} = t_p + t_n \approx t_p$. При рассасывании избыточного заряда к ключу приложено напряжение $U_{си} \approx U_n + U_d$ (где U_d — напряжение на диоде VD). Ток в ключе на ПТ нарастает во времени по закону $i_c(t) \approx S_0[u_{си}(t) - U_0]$, где $u_{си}(t) = U_{вхм}[1 - \exp(-t/\tau_{вх})]$, $\tau_{вх} = R_r[C_{зк} + C_{зс}(U_n)]$.

Так как изменения напряжения на элементах схемы незначительны, пренебрежем при определении времени включения токами емкостей $C_{зс}$ и $C_{сп}$. Зарядовое уравнение для диода примет вид

$$\frac{dQ(t)}{dt} + \frac{Q(t)}{\tau_d} = I_n - I_{см} \left[1 - \exp\left(-\frac{t}{\tau_{вх}}\right) \right],$$

где $I_{см} \approx S_0(U_{вхм} - U_{пор})$.

Решение этого уравнения для любых τ_d и $\tau_{вх}$ (кроме $\tau_d = \tau_{вх}$) описывается следующим выражением:

$$Q(t) = I_n \tau_d - I_{см} \left\{ \tau_d + \frac{\tau_d}{\tau_{вх} - \tau_d} \left[\tau_d \exp\left(-\frac{t}{\tau_d}\right) - \tau_{вх} \exp\left(-\frac{t}{\tau_{вх}}\right) \right] \right\}$$

и для $\tau_{вх} = \tau_d = \tau$

$$Q(t) = I_n \tau - I_{см} \tau [1 - (1 + t/\tau) \exp(-t/\tau)].$$

При введении безразмерных коэффициентов $k = I_{см} / I_n$, $M = \tau_{вх} / \tau_d$, $\theta = t_{вкл} / \tau_d$ выражение для определения $t_{вкл}$ для обоих случаев примет вид

$$1 = k \left\{ 1 + \frac{1}{M-1} \left[\exp(-\theta) - M \exp\left(-\frac{\theta}{M}\right) \right] \right\} \text{ при } \tau_{вх} \neq \tau_d,$$

$$1 = k [1 - (1 - \theta) \exp(-\theta)] \text{ при } \tau_{вх} = \tau_d.$$

Решение этих трансцендентных уравнений не представляет собой сложности. При выполнении условий $\tau_{вх} \gg \tau_d$ или $\tau_{вх} \ll \tau_d$ длительность интервала $t_{вкл}$ может быть выражена аналитически

$$t_{вкл} \approx \tau_{вх} \ln[k/(k-1)] \text{ при } \tau_{вх} \gg \tau_d,$$

$$t_{вкл} \approx \tau_d \ln[k/(k-1)] \text{ при } \tau_{вх} \ll \tau_d.$$

Мощность потерь, выделяемая на транзисторе,

$$P_{вкл} \approx \frac{U_n S_0 (U_{вхм} - U_0)}{T} \left\{ t_{вкл} - \tau_{вх} \left[1 - \exp\left(-\frac{t_{вкл}}{\tau_{вх}}\right) \right] \right\}.$$

Процесс выключения в режиме непрерывных токов не имеет каких-либо качественных особенностей по отношению к режиму прерывистых токов индуктивных нагрузок. Однако следует отметить, что в режиме непрерывных токов мгновенная мощность характеризуется большой величиной не только при выключении ($P_{см\ выкл} \approx I_n U_n$), но и при включении ($P_{см\ вкл} \approx U_n I_{см}$), что необходимо учитывать при расчете ключей.

Существуют методики расчета ключей с активно-индуктивной нагрузкой при управлении от источника тока [70], однако эксперимент показывает и для этого случая экспоненциальный характер изменения напряжения изи(t).

3.7. Аналоговые ключи

Полевые транзисторы имеют ряд преимуществ по сравнению с биполярными в аналоговых ключах. Во-первых, это линейное сопротивление во включенном состоянии, отсутствие характерной для биполярных приборов нелинейности, которая приводит к изменению и искажению входного сигнала. Во-вторых, малая мощность управления, большое быстродействие, способность выдерживать большие броски тока, возникающие при емкостных нагрузках, и широкий динамический диапазон.

На рис. 3.24 приведена схема двунаправленного аналогового переключателя [92]. Когда оба ключа А и В микросхемы DG300, управляемой цифровым входным сигналом от ТТЛ- или КМОП-схем разомкнуты, то затворы обоих транзисторов VMP21 соединены с шиной питания +15 В через резистор сопротивлением 10 кОм. Аналоговый переключатель при этом включен,

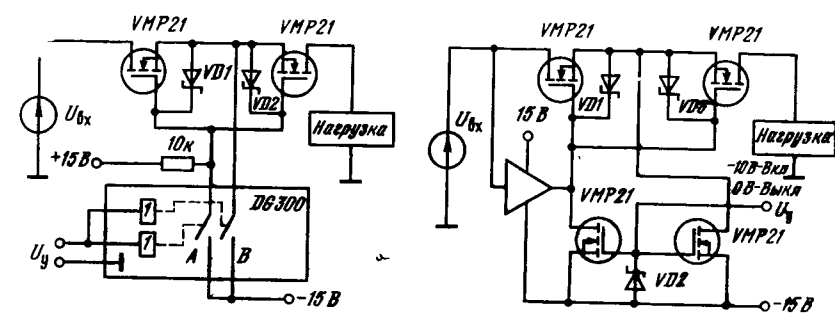


Рис. 3.24. Двунаправленный аналоговый переключатель

Рис. 3.25. Аналоговый переключатель со следящей связью, уменьшающей модуляцию канала

и его сопротивление равно удвоенному сопротивлению открытого транзистора. Максимальный ток схемы 1,5 А определяется током транзистора. Переключатель выключается закорачиванием затворов транзисторов на шину отрицательного питания, при этом напряжение затвор—исток становится ниже порогового значения, равного 0,8 В.

Изменение аналогового сигнала вызывает модуляцию канала открытого транзистора что приводит к искажениям выходного сигнала. Особенно это важно при низкоомной нагрузке. Исключить модуляцию сопротивления канала транзистора позволяет схема, отслеживающая входной сигнал и поддерживающая напряжение затвор-исток транзистора постоянным. В схеме рис. 3.25 входной сигнал через буферный усилитель 1 подается на затворы транзисторов и тем самым обеспечивается постоянство сопротивления включенного переключателя. Управляющее напряжение $U_y = 10$ В и 0 при включении и выключении переключателя соответственно.

Уменьшение влияния модуляции канала достигается за счет параллельного соединения транзисторов, так как уменьшается абсолютное значение

сопротивления (рис. 3.26). На рис. 3.27 представлена зависимость сопротивления включенного аналогового переключателя от величины входного аналогового сигнала для приведенных схем. Частотные свойства переключателей

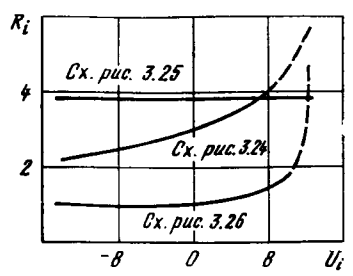
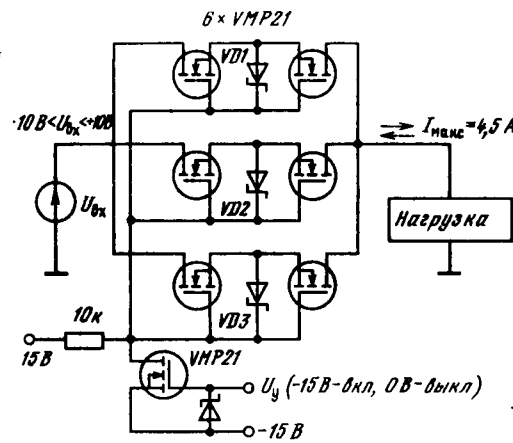


Рис. 3.27. Зависимости сопротивлений аналоговых ключей от входного напряжения

← Рис. 3.26. Аналоговый переключатель с параллельным включением МДП-транзисторов

определяются в основном частотными свойствами схем управления. Мощный высокочастотный переключатель, управляемый МДП-транзисторами (рис. 3.28), работает до частоты 50 МГц с временами переключения 50 нс.

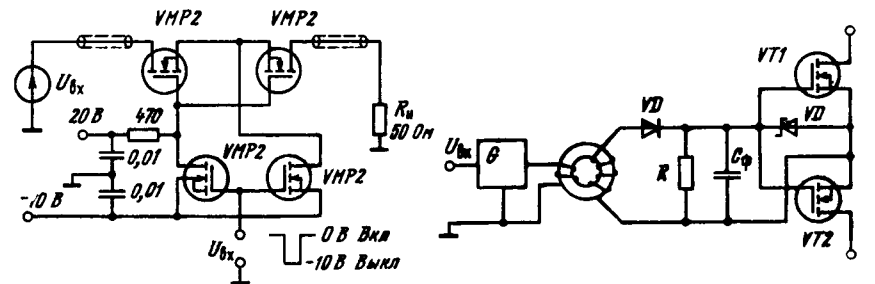


Рис. 3.28. Высокочастотный аналоговый переключатель

Рис. 3.29. Аналоговый переключатель с трансформатором напряжения

Управляющий сигнал равен 10 В для включенного состояния и 0 В — для выключенного. Вся схема помещается в медный заземленный экран.

Для управления аналоговыми ключами возможно применение трансформаторов (рис. 3.29) [169]. Высокий уровень сигнала $U_{вх}$ запускает генератор импульсов G, а однополупериодный выпрямитель на вторичной стороне трансформатора создает постоянное напряжение для управления ПТ.

3.8. Схемы управления ключами на мощных полевых транзисторах

Ключевые приборы относятся к основным элементам импульсных устройств. Стремление получить при проектировании импульсных устройств предельное быстродействие связано с решением ряда таких задач, как оптимальное управление, уменьшение рассеиваемых мощностей ключевого эле-

мента и пр. Из ключевых приборов, а, именно, транзисторов, тиристоров и диодов) наиболее близким к идеальному ключу оказывается ПТ. Это определяет мощность управления и быстродействие полевого транзистора.

Мощность управления полевым транзистором определяется мощностью, затраченной на перезаряд входной емкости при известных частоте переключения и напряжении управления: $P_{вх} \approx C_{вх} U_{вх}^2 f$. О величине этой мощности можно судить по результатам расчета мощности перезаряда емкости $C_{вх}$ при $U_{вх} = 20$ В для диапазона частот 50... 500 кГц для различных по мощности транзисторов (табл. 3.5).

Таблица 3.5. Мощность $P_{вх}$, Вт, при разных частотах

Тип транзистора	Частота переключения f , кГц					
	50	100	200	300	400	500
КП901 ($C_{вх} = 50$ пФ)	0,001	0,002	0,004	0,006	0,008	0,01
КП904 ($C_{вх} = 200$ пФ)	0,004	0,008	0,016	0,024	0,032	0,04
IRF350 ($C_{вх} = 4000$ пФ)	0,08	0,16	0,32	0,48	0,64	0,8

Как следует из таблицы, мощность управления очень мала и дает широкий простор при выборе схемных решений систем управления. В то же время значительными являются статическая мощность потерь во включенном состоянии

$$P_{вх ст} \approx \frac{1}{T} \int_0^{t_n} i_c^2(t) R_{сн вкл} dt$$

(t_n — время включенного состояния, T — период частоты преобразования, $R_{сн вкл}$ — сопротивление ПТ во включенном состоянии) и мощность динамических потерь

$$P_{дин} = \frac{1}{T} \int_0^{t_{пер}} u_c(t) i_c(t) dt,$$

где $t_{пер}$ — время переключения прибора. Уменьшение этой мощности связано с уменьшением времени $t_{пер}$. Мощности $P_{вх ст}$ и $P_{дин}$ определяют не только коэффициент полезного действия, но и температуру нагрева транзистора, от которой зависит надежность работы прибора и устройства в целом.

На важность получения минимальных времен переключения, а следовательно, и $P_{дин} = P_{вх ст} + P_{дин}$ показывает анализ относительного распределения объемов элементов преобразователя (рис. 3.30) [95]. Самый большой сектор «теплоотвод» определяется мощностью $P_{п}$. При тенденции увеличения частот преобразования и уменьшения времен переключения большое внимание следует уделять схемам управления.

Выбор схемы управления по-

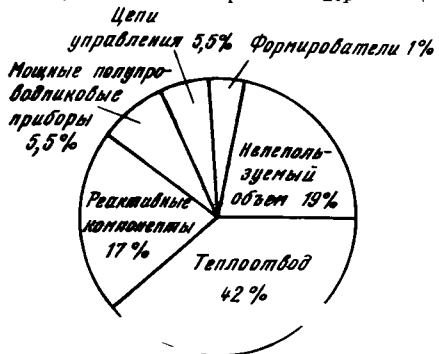


Рис. 3.30. Относительное распределение объемов элементов преобразователя напряжения

левым транзистором определяется в первую очередь его передаточной характеристикой. Выходное напряжение схемы управления может быть однополярным, если пороговое напряжение полевого транзистора $U_0 > 0$ (например, МДП-транзисторы с вертикальной структурой), и должно быть двухполярным, если $U_0 < 0$ (ПТ на основе GaAs; СИТ-транзисторы, МДП-транзисторы с горизонтальной структурой), так как при $U_{зи} = 0$ через транзистор протекает ток стока $I_{с нач}$ (табл. 3.6).

Таблица 3.6. Параметры передаточных характеристик полевых транзисторов

Параметр	КП901	КП907	КП1701	ЗП602А
Начальный ток стока $I_{с нач}$, мА ($U_{зи} = 0$)	200	100	60	270
Остаточный ток стока $I_{с ост}$, мА ($U_{зи} = -15$ В)	50	10	35	0,5
	($U_{зи} = -10$ В)	($U_{зи} = -10$ В)	($U_{зи} = -10$ В)	($U_{зи} = -5$ В)

Напряжение управления $U_{вх м}$ зависит от максимального тока нагрузки $I_{н макс}$, порогового напряжения U_0 и крутизны S_0 полевого транзистора. $U_{вх м} \geq U_0 + I_{н макс} / S_0$ и не должно превышать максимально допустимого напряжения $U_{зи м}$.

Особенность управления ПТ заключается в работе выходных каскадов схем управления на емкостную нагрузку — входной импеданс ПТ. Так как времена переключения ПТ определяются временем перезаряда входной емкости, то схема управления для получения минимальных времен переключения должна обеспечивать достаточно большие импульсные входные токи. Например, для транзистора КП904 емкостью $C_{вх} \approx 200$ пФ при $U_{вх м} = 20$ В и времени включения $t_{вкл} \approx 2$ нс среднее значение тока перезаряда емкости

$$I_{вх зар} \approx \frac{C_{вх} U_{вх м}}{t_{вкл}} = \frac{200 \cdot 10^{-12} \cdot 20}{2 \cdot 10^{-9}} \frac{\text{Ф} \cdot \text{В}}{\text{с}} \approx 2 \text{ А}.$$

Среднее же значение тока управления полевым транзистором пренебрежимо мало, так как определяется большим входным статическим сопротивлением ПТ.

Таблица 3.7. Время переключения МДП-транзисторов в схеме с общим истоком при управлении интегральными микросхемами

Управляющая микросхема	K155ЛЕ4	K561ЛЕ5	K140УД8	K176ЛЕ5
Транзистор	КП901	КП901	КП901	Составной КП901, КТ908
Коммутируемый ток I , А	0,35	1,1	1,2	8
$t_{вкл}/t_{выкл}$, нс	30/20	150/100	500/500	200/300

Малые входные мощности ПТ позволяют управлять ими непосредственно аналоговыми и цифровыми микросхемами (табл. 3.7). Интегральные

операционные усилители (ОУ) в основном применяются для управления полевым транзистором в линейном режиме или для ключевого режима при низких частотах переключения. Это связано с малыми выходными токами ОУ, определяющими время перезаряда входной емкости и, следовательно, и время переключения транзистора. Применение ТТЛ-микросхем для управления МДП-транзисторами с n -каналом ограничено низким уровнем выходного напряжения и малыми выходными токами. Кроме того, уровень логического нуля U^0 должен быть меньше порогового напряжения U_0 .

Практически для большинства мощных ПТ напряжения $U_{вх м} = 10 \dots 15$ В вполне достаточно для их полного открывания. Это позволяет широко применять для управления КМДП-схемы, например, серии К561, К176, К564 и др. (рис. 3.31).

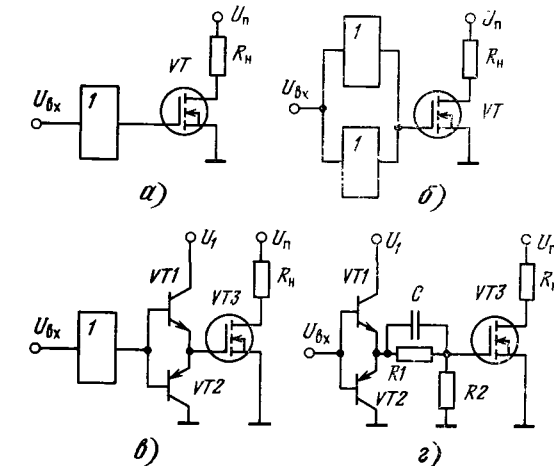


Рис. 3.31. Схемы управления МДП-транзисторами на КМДП-микросхемах (а), параллельно соединенными КМДП-микросхемами (б) с дополнительными эмиттерными повторителями (в) и форсирующей RC-цепью (г)

Для увеличения выходного тока схемы управления включают несколько элементов микросхемы параллельно (рис. 3.31, б) или используют истоковые или эмиттерные повторители (рис. 3.31, в). Если $U_{вх м} < U_1$, в схему управления вводят форсирующую RC-цепь, которая способствует уменьшению времен переключения и задержек (рис. 3.31, г).

Применение для управления полевыми транзисторами интегральных компараторов с открытым коллектором обеспечивает не только заданные уровни выходного управляющего напряжения, но и необходимую полярность выходного напряжения. Следует помнить, что скорость переключения ПТ будет определяться постоянной времени RC-цепи, образованной внешним резистором R_3 и входной емкостью $C_{вх}$ (рис. 3.32, а). Для увеличения скорости заряда емкости $C_{вх}$ на выходе интегрального компаратора ставят эмиттерный повторитель (рис. 3.32, б).

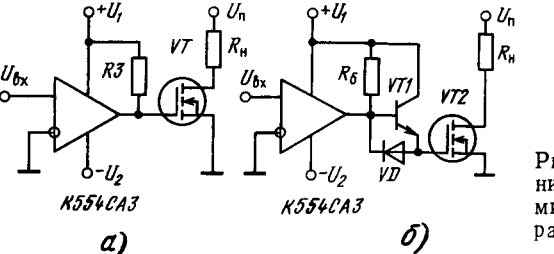


Рис. 3.32. Схемы управления полевыми транзисторами на интегральном компараторе (а) и эмиттерном повторителе (б)

Получение предельного быстродействия ключей на ПТ связано с построением схем управления по двухтактным схемам или по схемам с обратными связями. Представленная на рис. 3.33, а схема обладает большим

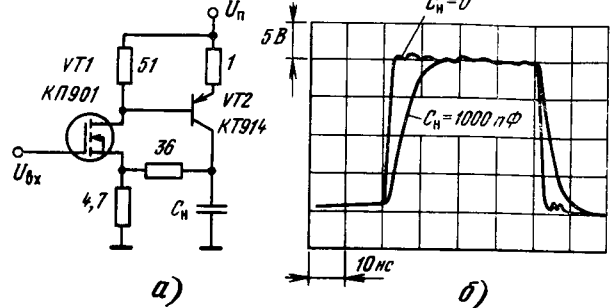


Рис. 3.33. Схема управления с обратной связью (а) и осциллограмма напряжений на выходе (б)

входным и малым выходным сопротивлениями за счет введения отрицательных обратных связей. Выходное сопротивление схемы составляет $R_{вых} \approx 5$ Ом, что позволяет переключать емкостную нагрузку $C_n = 1000$ пФ (значение емкости характерно для большинства мощных МДП-транзисторов с токами стока до десятков ампер) за время $t_{пер} \approx 10$ нс (рис. 3.33, б). Запуск схемы осуществляется от генератора, выполненного на микросхемах ТТЛШ серии 531.

Для управления ключами, выполненными по схеме с общим стоком, используют либо дополнительный источник питания $U_1 > U_2$ (рис. 3.34, а), либо схему с положительной обратной связью по напряжению (рис. 3.34, б). Напряжение $U_a = U_c + U_n$, а так как $U_c \approx U_n$, $U_n \approx U_n$, то $U_a \approx 2U_n$. Следует

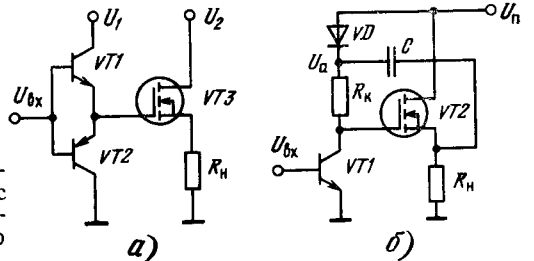


Рис. 3.34. Управление ключами, выполненными по схеме с ОС эмиттерными повторителями (а) и с обратной связью по напряжению (б)

помнить, что для работы транзистора VT2 в ключевом режиме постоянная времени $\tau = CR_k$ должна быть больше длительности входного сигнала.

В мостовых и полумостовых схемах преобразователей для переключения мощных транзисторов требуется гальваническая развязка цепей управления. Эта задача решается применением оптопар или трансформаторов управления.

Схема управления ключом на МДП-транзисторе может быть построена на базе однотактного преобразователя или полумостовой схемы (рис. 3.35). К достоинству схем следует отнести возможность согласования питающего напряжения U_1 и напряжения $U_{зи}$. При управлении двухтактным ключом используется размагничивающая обмотка W_p (рис. 3.36) [98]. К недостаткам трансформаторных схем управления следует отнести невозможность работы трансформатора при большом диапазоне изменения относительной длительности импульса $t_{отн} = t_n/T$.

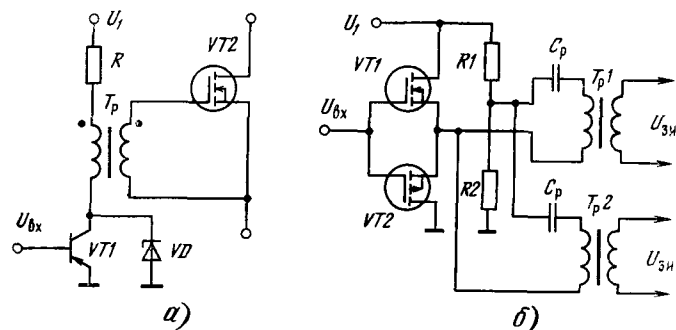


Рис. 3.35. Однотактная (а) и полумостовая (б) схемы управления полевыми транзисторами

Управление полевым транзистором в широком диапазоне изменения $t_{отн}$, вплоть до единицы, удобно выполнять с помощью оптронных схем.

В силовом ключе (рис. 3.37) напряжение $U_{вх}$ подается на элемент D1.1, выход которого через оптрон связан с управляющей цепью (микросхема D1.2) выходного составного транзистора (транзисторы КП901 и КТ908). Питание управляющей цепи создается преобразователем напряжения, состоящим из генератора импульсов (элементы D1.4—D1.4, R3 и C1) и усилителя напряжения VT1 с трансформаторным выходом. Параметры ключа: время задержки включения $t_{звкл} \approx 0,5$ мкс, время включения $t_{вкл} \approx 0,15$ мкс, время задержки выключения $t_{звыкл} \approx 0,7$ мкс и время выключения $t_{выкл} = 0,300$ мкс при коммутации тока 8 А. Ток

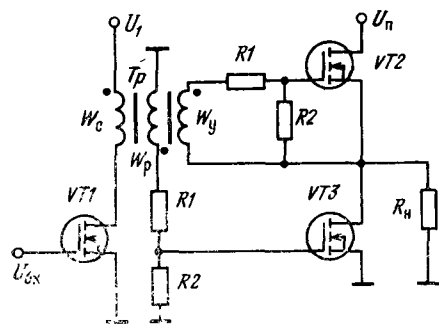


Рис. 3.36. Схема трансформаторного управления двухтактным ключом на МДП-транзисторах

потребления системы управления $I_n \approx 10$ мА.

Очевидный недостаток такого подхода связан с необходимостью применения преобразователя напряжения для управляющей цепи. Простой и недорогой прием, позволяющий отказаться от подобного источника, состоит в том, чтобы воспользоваться выходным напряжением для управления (рис. 3.38) [73]. Соединив коллектор транзистора VT1 со стоком МДП-транзистора, можно получить достаточное для управления его затвором напряжение в те моменты, когда оно больше всего необходимо — при высоких напряжениях сток—исток. Подключенный к стоку эмиттерный повторитель увеличивает ток в цепи управления затвором и сокращает время включения МДП-транзистора. Управление эмиттерным повторителем выполнено с помощью матрицы фотодиодов, формирующих изолированное напряжение 5...10 В. При включении напряжение $U_{си}$ быстро уменьшается до тех пор, пока не достигнет уровня, равного сумме прямого 0,7 В падения напряжения на диоде VD1, напряжения насыщения транзистора VT1 и напряжения затвор—исток, необходимого для поддержания тока в нагрузке. С этого момента диодная матрица завершает процесс включения ПТ уже без помощи буфера. В результате скорость спада напряжения $U_{си}$ существенно замедляется после достижения им уровня 5...7 В. Для высоковольтных низкочастотных систем такое увеличение фронта допустимо, поскольку остаточное напряжение со-

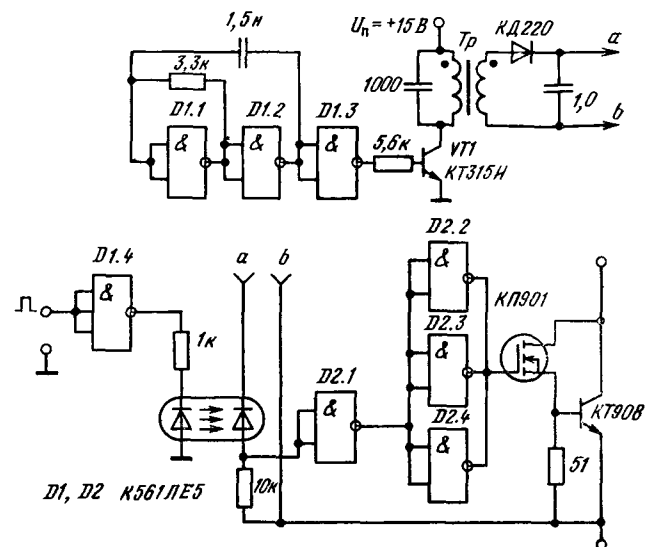


Рис. 3.37. Силовой ключ с общей гальванической связкой входной и выходной цепей

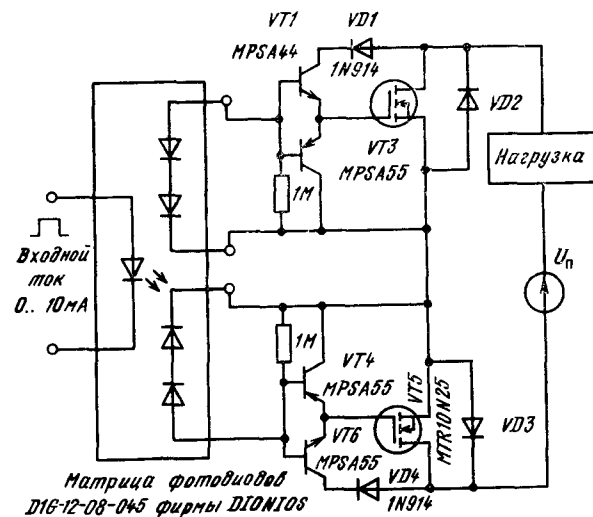


Рис. 3.38. Схема управления МДП-транзистором на фотодиодной матрице

ставляет лишь малую долю коммутруемого напряжения. В предлагаемой схеме с транзистором МТР10Н25 время переключения составляет 200 мкс при токе нагрузки 10 А и напряжении питания 250 В. Для минимизации эффекта затягивания фронтов напряжения $U_{си}$ следует выбрать транзисторы с низким пороговым напряжением и большой крутизной.

3.9. Ключи на устройствах с Λ -образной вольт-амперной характеристикой

Обычные ключи требуют постоянного присутствия управляющих сигналов. Между тем известно, что устройства с N-, Λ - и S-образными ВАХ могут работать в качестве ключей с памятью (схема рис. 3.39, а, стабильные

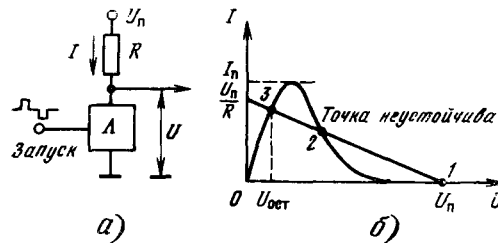


Рис. 3.39. Ключ на приборе с Λ -образной ВАХ (а) и графическая иллюстрация его работы (б)

состояния которой соответствуют точкам 1 и 3 на рис. 3.39, б).

Структуру, при $U_y=0$, получившую название « Λ -диода» [75], иллюстрирует рис. 3.40, а. При малых U_A оба транзистора открыты и с ростом U_A растет протекающий через них ток I_A . Однако напряжение $U_{зи1}$ и $U_{зи2}$ каждого транзистора являются частью U_A , причем рост U_A ведет к посте-

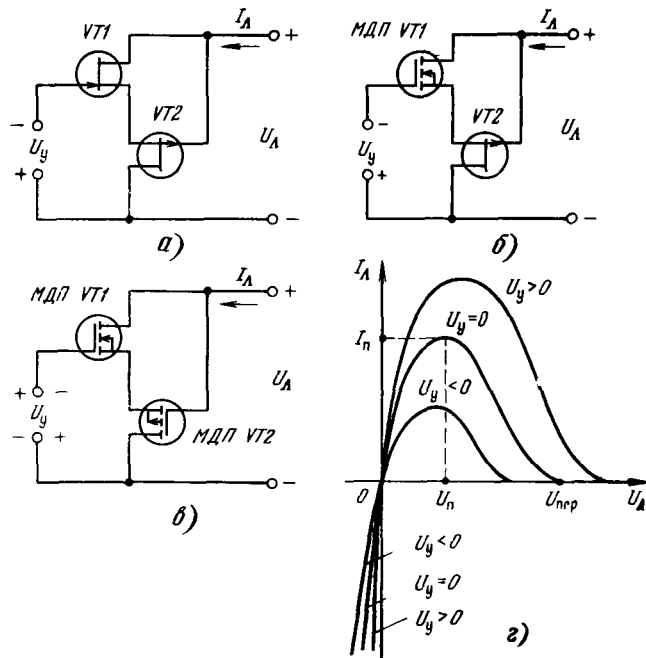


Рис. 3.40. Варианты схем на полевых транзисторах с Λ -образными ВАХ (а), (б) и (в) и семейство управляемых ВАХ (г)

пенному запираанию VT1 и VT2. В результате ток сначала растет, а затем падает до нуля. Варианты таких устройств показывают рис. 3.40, б, в, причем устройства рис. 3.40 с управляемыми Λ -образными ВАХ (рис. 3.40, г) называются « Λ -транзистором».

Вольт-амперная характеристика Λ -транзистора описывается системой нелинейных уравнений:

$$\begin{aligned} f_{c1} &= f_1(U_{зи1}, U_{си1}), f_{c2} = f_2(U_{зи2}, U_{си2}), \\ I_A &= I_{c1} = I_{c2}, U_{зи1} = U_{си2} + U_y, \end{aligned} \quad (3.19)$$

$$U_{зи2} = U_{си2}, U_A = U_{си1} + U_{си2}.$$

В [76] решение (3.19) выполнено на ЭВМ при следующей аппроксимации ВАХ каждого из транзисторов:

$$I_C = I_M \left(\frac{U_{зи} - U_{з0}}{U_{з0}} \right)^2 \left[1 - \exp \left(-\frac{k U_{си}}{U_{з0}} \right) \right],$$

где I_M — ток стока при $U_{зи} = 0$ и больших $U_{си}$; $U_{з0}$ — напряжение отсечки; k — параметр аппроксимации. На рис. 3.41 представлено семейство ВАХ

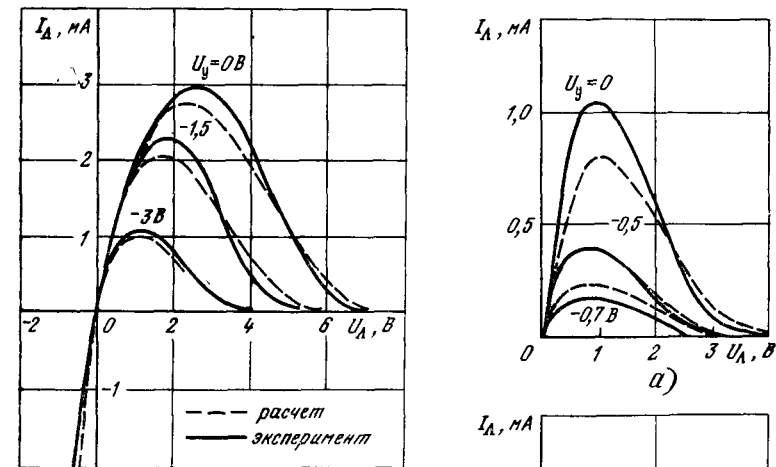
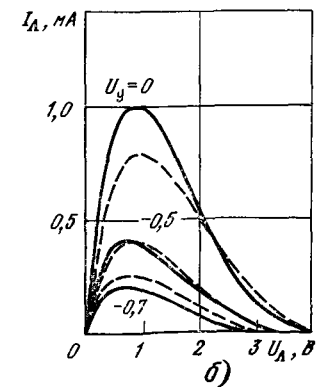


Рис. 3.41. Семейство Λ -образных ВАХ пары ПТ КП302ВМ и КП101Л

Рис. 3.42. Семейства Λ -образных ВАХ пары ПТ КП302А и КП103Л при $T=20^\circ\text{C}$ (—) и 100°C (---): а — экспериментальные зависимости; б — расчетные



для пары ПТ КП302ВМ и КП101Л ($k=2$, $I_{M1}=45$ мА, $U_{з01}=-4.74$ В, $I_{M2}=4.15$ мА и $U_{з02}=2.5$ В).

Температурная зависимость ВАХ может учитываться с помощью выражений [77]

$$U_{30}(T) = U_{30}(T_0) [1 + \alpha_U (T - T_0)],$$

$$I_m(T) = I_m(T_0) [1 + \alpha_I (T - T_0)],$$

где T_0 — опорная температура (обычно 20°C); α_U и α_I — температурные коэффициенты для U_{30} и I_m .

При малых U_y заметно сказывается уменьшение I_m с ростом температуры T , а при больших U_y — зависимость $U_{30}(T)$, ведущая к росту I_m с ростом T . При промежуточных U_y можно получить термостабильную ВАХ, показанную на рис. 3.42, на котором даны Λ -образные ВАХ пары КП302А и КП103Л.

Емкости $VT1$ и $VT2$ можно свести к одной нелинейной емкости $C_A(U_A)$, шунтирующей устройство и учитывающей его инерционность. Если измерить C_A при U_y и двух значениях $U_A = -2U_{y0}$ и $U_A = 0$, то для зависимости $C_A(U_A)$ можно использовать аппроксимацию

$$C_A(U_A) = C_{A1} + (C_{A2} - C_{A1}) \exp[2(U_A - U_{y0})/U_{y0}]. \quad (3.20)$$

Здесь U_{y0} — напряжение управления, при котором устройство заперто при любых U_A . На рис. 3.43 приведены зависимости $C_A(U_A)$ для устройства на

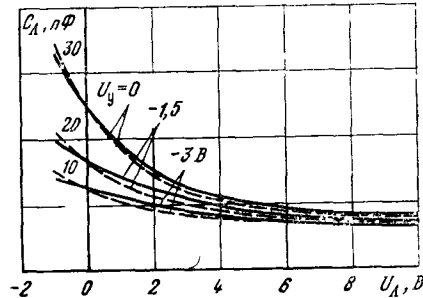


Рис. 3.43. Зависимости $C_A(U_A)$ для пары ПТ КП302ВМ и КП103Л

паре ПТ КП302ВМ и КП103Л

Электрическая модель Λ -транзистора может быть представлена в виде управляемого двухполюсника с Λ -образной ВАХ, зашунтированного емкостью $C_A(U_A)$ [78]. На практике следует учитывать также емкость монтажа C_m и нагрузки C_n , которая нередко больше $C_A(U_A)$. В этом случае общую емкость $C_0 = (C_A + C_n + C_m)$ можно считать линейной.

Ключ (см. рис. 3.39, а) переходит в открытое (U_A велико) состояние при $U_y \leq U_y'$ и в закрытое при $U_y \geq U_y''$. Определение пороговых значений U_y , равных U_y' и U_y'' , иллюстрирует рис. 3.44. Степень преувеличения управляющим сигналом значений U_y' и U_y'' определяется коэффициентами

$$\gamma' = \frac{|U_y| - |U_y'|}{|U_y'|}, \quad \gamma'' = \frac{|U_y| - |U_y''|}{|U_y''|}.$$

Переходные процессы для полной схемы (рис. 3.45, а) и эквивалентной ей упрощенной схемы (рис. 3.45, б) определяются решением нелинейного дифференциального уравнения

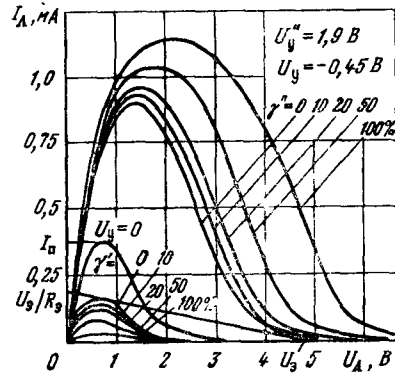


Рис. 3.44. Графическая иллюстрация к определению пороговых U_y

$$C_0 \frac{du_A}{dt} + \frac{u_A}{R_3} + I_\Lambda(u_A, u_y) = \frac{U_3}{R_3}, \quad (3.21)$$

где $R_3 = RR_n/(R + R_n)$ и $U_3 = UR_n/R$. Аналитически (3.21) не решается, но это уравнение легко решить с помощью ЭВМ или программируемых микрокалькуляторов.

На рис. 3.46 представлены результаты расчета переходных процессов переключения при разных γ' и γ'' , $C_0 = 60$ пФ, $R_n = 500$ кОм, $R = 27$ кОм и $U = 5$ В. Решение выполнялось на ЭВМ с табличным заданием семейства Λ -образных ВАХ. Переходные процессы имеют три характерные стадии (задержки, регенерации и установления), плавно переходящие из одной стадии в другую. Значения γ' и γ'' сильно влияют лишь на задержку. Длительность регенеративной стадии уменьшается пропорционально параметру I_n/C_0 , определяющему скорость изменения напряжения du_A/dt в ходе регенеративного процесса.

Λ -транзисторы на основе пары маломощных ПТ имеют малые пиковые токи I_n — доли или единицы миллиампер. Предложенная в [79] структура (рис. 3.47, а) позволяет получать большие I_n . В ней маломощный Λ -транзи-

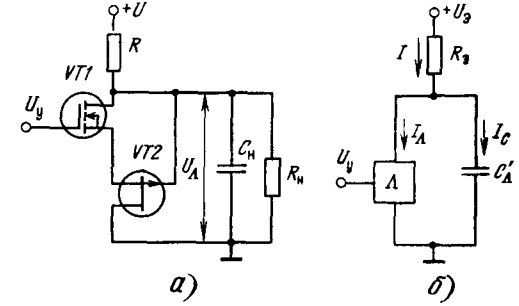


Рис. 3.45. Полная (а) и упрощенная (б) эквивалентные схемы ключа на приборе с Λ -образными ВАХ

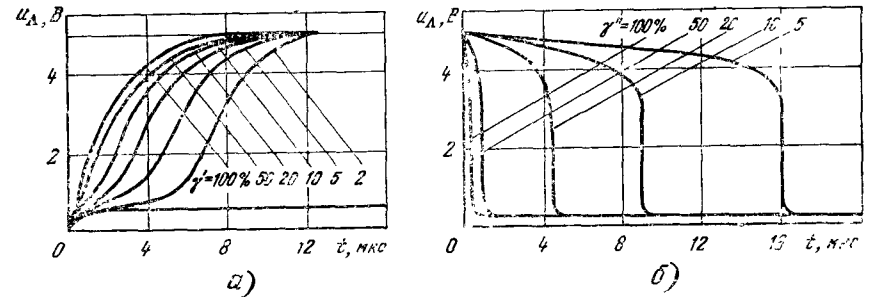


Рис. 3.46. Переходные процессы включения (а) и выключения (б) ключа на приборе с Λ -образной ВАХ

стор включен между затвором и стоком мощного МДП-транзистора $VT3$. Величина R должна удовлетворять условию $R < |R_{0\max}|$, где $|R_{0\max}|$ — максимальное по модулю отрицательное сопротивление Λ -транзистора. Другая схема (рис. 3.47, б) использует для увеличения тока I_n биполярный транзистор. Семейство Λ -образных ВАХ для нее представлено на рис. 3.48 (приборы $VT1$ — КП302ВМ, $VT2$ — КП103Л и $VT3$ — КТ312А). При $R = 0$ имеем ВАХ собственно Λ -транзистора.

Функционально Λ -диоды и Λ -транзисторы могут выполнять многие функции обычных схем. На них можно строить триггеры и пороговые устройства, LC-генераторы и усилители синусоидальных колебаний, релаксационные генераторы и другие устройства. Устройства этого типа пополняют класс так называемых негатронов, описанных в [80] и имеющих вольт-амперные ха-

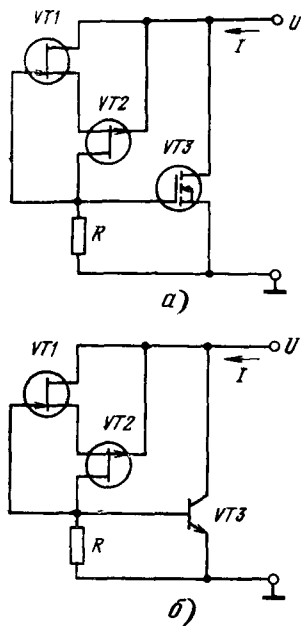


Рис. 3.47. Структуры А-транзисторов

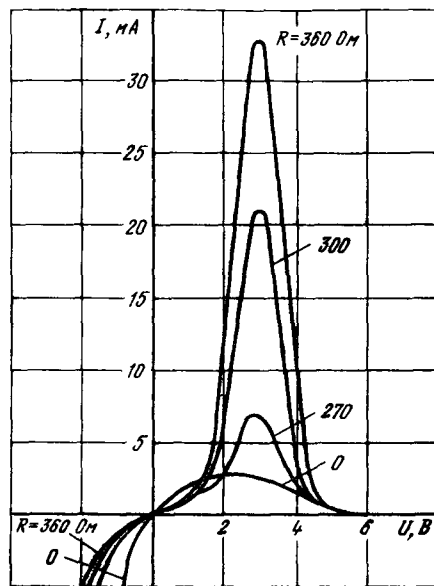


Рис. 3.48. Семейство А-образных ВАХ устройств рис. 3.47, б

рактеристики с участками отрицательного дифференциального сопротивления или проводимости.

Глава 4.

Мощные полевые транзисторы в источниках электропитания

4.1. Возможности мощных полевых транзисторов в источниках электропитания

Источники электропитания — устройства, питающие нагрузку (или ряд нагрузок) электрической энергией с заданными параметрами.

Первичные источники — это сеть переменного тока (например, 127 или 220 В при частоте 50...60 Гц) и батареи гальванических элементов либо аккумуляторов. Здесь рассматриваются лишь вторичные источники электропитания, преобразующие электроэнергию первичных источников в энергию постоянного тока, питающую нагрузку.

Рассмотрим пять основных типов источников вторичного электропитания. Тип 1. Линейные стабилизаторы постоянного напряжения и тока с непрерывным регулированием.

Тип 2. Преобразователи постоянного напряжения в постоянное напряжение, содержащие импульсный преобразователь (инвертор), питаемый от первичного источника, ВЧ-трансформатор и выпрямитель. На их выходах могут устанавливаться линейные стабилизаторы.

Тип 3. Трансформаторный источник питания от сети переменного тока, содержащий силовой низкочастотный трансформатор и выпрямители, подключаемые к вторичным обмоткам трансформатора. К их выходам часто подключают линейные стабилизаторы.

Тип 4. Бестрансформаторный источник с импульсными преобразованием и управлением электроэнергией. Этим достигается устранение низкочастотного силового трансформатора, имеющего большие габаритные размеры и массу. Источники этого типа имеют выпрямитель, питаемый от сети переменного тока, импульсный преобразователь (обычно с широтно-импульсным (ШИМ) регулированием и с ВЧ-трансформатором) и ряд выпрямителей, питающих нагрузки. На их выходе могут включаться линейные стабилизаторы.

Тип 5. Бестрансформаторный резонансный источник. Отличается от источника типа 4 лишь тем, что в нем используется резонансный преобразователь (инвертор) с почти синусоидальной формой выходного сигнала. Это обеспечивает меньший уровень помех.

Входное напряжение источников характеризуется номинальным значением U_n и допустимым диапазоном его изменения (от $U_{n \text{ мин}}$ до $U_{n \text{ макс}}$). Часто изменения задаются в абсолютных или относительных единицах.

Выходные напряжения для каждой из нагрузок характеризуются номиналом U_n и допустимыми изменениями ΔU_n или $(\Delta U_n / U_n) \cdot 100$. Качество выходного напряжения (или тока) оценивается не только его отклонениями от номинала, но и пульсациями, ВЧ- и импульсными помехами. Коэффициент пульсаций $k_n = (U_{np} / U_n) \cdot 100$, где U_{np} — напряжение пульсаций (обычно их полный размах) на нагрузке. Обычно $k_n < 5\%$, но в особых применениях нередки значения $k_n < 0,01\%$. Самым высоким качеством (ввиду отсутствия ВЧ- и импульсных помех) характеризуются источники электропитания первого типа.

Основными энергетическими показателями источников являются суммарная мощность, отдаваемая в нагрузку P_n , и энергетический КПД $\eta = P_n / P_p$, где P_p — потребляемая мощность. Важны и массогабаритные параметры, из которых главный — удельная мощность (в ваттах на 1 кг массы).

Источники типа 1 имеют низкие энергетические показатели, поэтому они обычно используются совместно с другими источниками. Применение в источниках типа 1 мощных ПТ дает следующие преимущества: повышение КПД за счет отсутствия потерь мощности в цепях управления регулирующим транзистором, упрощение схем стабилизаторов, малая инерционность при колебаниях напряжения сети или быстрых изменениях нагрузки, отсутствие тепловой неустойчивости.

В источниках типа 2 применение мощных ПТ позволяет существенно увеличить частоты преобразования (до сотен килогерц и даже нескольких мегагерц). Это резко уменьшает габаритные размеры и массу ВЧ-трансформаторов и фильтров, а также инерционность при изменении U_n и нагрузки. При высоких частотах преобразования качество выходного напряжения может приближаться к реализуемому источниками типа 1. Удельная мощность может достигать 400...500 Вт/кг и выше. Такие источники часто используются в переносной и переносимой аппаратуре, устанавливаются на борту самолетов и космических аппаратов. Источники типа 3 из-за применения низкочастотного силового трансформатора имеют наихудшие массогабаритные показатели. Это связано и с необходимостью фильтрации низкочастотных пульсаций, что увеличивает массу и габаритные размеры фильтров. Удельная мощность таких источников не выше 20...50 Вт/кг, КПД при отсутствии стабилизации не выше 0,8...0,9, а при наличии стабилизаторов не выше 0,4...0,5. В связи с этим источники этого типа почти повсеместно вытесняются источниками типов 4 и 5. Можно говорить лишь о частном применении мощных ПТ в источниках типа 3, например в синхронных выпрямителях или в составе стабилизаторов и активных фильтров.

Источники типа 4 — наиболее обширный и перспективный потребитель мощных ПТ. В этих источниках используется выпрямитель, питаемый от

сети переменного тока и создающий на конденсаторе фильтра напряжение $U_n \approx \sqrt{2}U_c$, где U_c — напряжение сети (при $U_c = 220$ В имеем $U_n = 310$ В). От этого напряжения питается импульсный преобразователь.

Благодаря включению на выходе выпрямителя конденсатора большой емкости (электролитического) возможна работа источников при внезапном отключении (провале) сети. Время работы после провала определяет промежуток, в течение которого выходные напряжения не выходят за заданные пределы. Обычно это время равно 20...50 мс, а иногда и выше (зависит от емкости конденсатора на выходе выпрямителя).

Большие U_n облегчают получение высоких КПД, даже если транзисторы преобразователя имеют довольно высокие остаточные напряжения (до 5...10 В). Это, однако, справедливо при сравнительно низких частотах преобразования (до ≈ 20 кГц). При более высоких частотах возрастают динамические потери и КПД падает (особенно при использовании биполярных транзисторов).

Применение мощных ПТ в импульсных преобразователях дает следующие преимущества: повышение частот преобразования (до сотен килогерц — нескольких мегагерц), уменьшение динамических потерь, снижение массогабаритных показателей ВЧ-трансформатора и фильтров, уменьшение времени реакции на изменение нагрузки, упрощение схем управления, повышение надежности (за счет отсутствия теплового пробоя и меньших сквозных токов у полумостовых преобразователей). При частотах преобразования 20...200 кГц удельная мощность источников типа 4 доведена до 200...500 Вт/кг. Она (и частоты преобразования) имеет тенденцию к непрерывному росту по мере разработки новых ферромагнитных материалов для сердечников ВЧ-трансформаторов, электролитических конденсаторов с большой удельной емкостью и выпрямительных диодов с малой инерционностью и малым падением напряжения в открытом состоянии (в частности, диодов Шоттки). Источники этого типа имеют КПД 0,8...0,95 (при $U_n = 5$ В до 0,7...0,75).

Ниже для сравнения приведены основные параметры источника типа 3 с линейными стабилизаторами и импульсного источника типа 4 при $P_n = 360$ Вт [98]:

	Линейный источник	Импульсный источник
Выходная мощность P , Вт	300	300
Выходное напряжение U_n , В	5	5
Выходной ток I_n , А	60	60
Напряжение пульсаций, мВ	5	50
Нестабильность по сети, %	0,2	0,3
Нестабильность по нагрузке (при сбросе до 50%), %	0,2	0,3
КПД, %	35	75
Температура корпуса, °С	100	35
Масса, кг	13,6	0,9
Объем, дм ³	12	3,3

Такие источники широко применяются для питания средств вычислительной техники, содержащих микросхемы с напряжением питания 5 В. При более высоких U_n КПД может быть существенно выше. Повышается он и при использовании в преобразователе современных мощных ПТ и выпрямительных диодов с барьером Шоттки. В целом импульсный источник намного превосходит линейный по основным показателям.

Тем не менее отчетливо виден заметный проигрыш по напряжению пульсаций. Более того, пульсации являются высокочастотными и импульсными, что недопустимо для многих применений например при питании высококачественных усилителей звуковых частот, измерительных схем, радиоприемных устройств и т. д. Большие помехи излучаются и в эфир. Все это свя-

зано с тем, что на выходе импульсных преобразователей формируются импульсные сигналы с малой длительностью фронтов (десятки наносекунд) и большой (до $U_n \approx 310$ В) амплитудой. Источником сильных электромагнитных помех является и импульсный ВЧ-трансформатор.

Именно эти обстоятельства привели к разработке источников типа 5 с резонансными преобразователями (инверторами) и близкой к синусоидальной формой напряжения, поданного на ВЧ-трансформатор. Последнее снижает уровень пульсаций почти на 15...20 дБ. В их составе резко уменьшены импульсные компоненты. Спектр частот пульсаций оказывается более узким, что облегчает их фильтрацию. Пионером в разработке таких источников выступила фирма Hewlett Packard, создавшая серийные источники с резонансным инвертором на мощных МДП-транзисторах с частотой преобразования 200 кГц и мощностью десятки—сотни ватт [97]. Далее рассматриваются особенности схемотехники источников вторичного электропитания на мощных ПТ. Теоретические сведения даны в минимальном объеме. Особенности выбора источников с нужными показателями описаны в [98].

4.2. Линейные стабилизаторы напряжения

Простейшей схемой линейного стабилизатора является импульсный повторитель (рис. 4.1, а), на вход которого подается опорное напряжение $U_{оп}$.

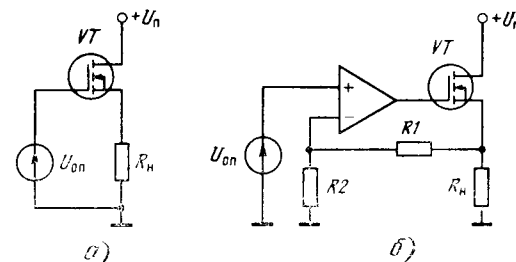


Рис. 4.1. Стабилизаторы напряжения на основе схемы с общим стоком (а) и с операционным усилителем в цепи обратной связи (б)

Изменения U_n передаются на вход стабилизатора через внутреннее сопротивление R_i мощного ПТ, рабочая точка которого должна быть на пологих участках выходных ВАХ. Выходное напряжение при $R_i \rightarrow \infty$ $U_n \approx U_{оп} - U_o - R_{вых} I_n$, где $R_{вых} \approx 1/S$ — выходное сопротивление. Коэффициент стабилизации:

$$K_{ст} \approx \frac{\Delta U_n / U_n}{\Delta U_{оп} / U_{оп}} = \frac{U_n}{U_{оп}} \frac{R_n \parallel R_{вых}}{R_i + (R_n \parallel R_{вых})}.$$

Минимальное напряжение на входе $U_{п мин} \approx U_{оп} + U_{ост}$, где $U_{ост}$ — остаточное напряжение (сток—исток), при котором рабочая точка транзистора расположена на пологих участках ВАХ. Рассеиваемая транзистором мощность $P_T = (U_n - U_n) I_n$, потребляемая мощность $P_n = U_n I_n$ и КПД $\eta = P_n / P_T = U_n I_n / (U_n - U_n) I_n = U_n / (U_n - U_n)$.

Максимальное значение КПД $\eta_{макс} \approx U_n / (U_n + U_{ост})$. При $S = 0,1 \dots 10$ А/В, $R_{вых} = 0,1 \dots 10$ Ом, $K_{ст}$ до нескольких десятков $\eta_{макс} = 0,4 \dots 0,6$ (при $U_{ост} = 1 \dots 15$ В и $U_n \approx 2 \dots 15$ В).

Применение мощных ПТ дает ряд достоинств. При больших мощностях (единицы—десятки ватт) работа мощных ПТ более стабильна, чем биполярных транзисторов, поскольку мощные ПТ имеют отрицательный температурный коэффициент изменения тока стока, не подвержены тепловому и слабо подвержены вторичному пробоям. Мощные ПТ имеют меньшее (примерно на порядок) время установления U_n при бросках тока I_n . Наконец, схемы типа рис 4.1 не боятся кратковременных замыканий нагрузки. К недостаткам их следует отнести большие $U_{ост}$ и малый КПД. Хотя современные мощные

МДП-транзисторы имеют $U_{ост}$ до 1...2 В, у многих приборов $U_{ост}$ намного выше. Следует отметить, что невысокий КПД связан и с необходимостью иметь запас по напряжению U_n при его колебаниях (обычно в пределах $\pm 10 \dots 20\%$).

Показатели $R_{вых}$ и $K_{ст}$ могут быть резко улучшены при введении в цепь регулирования усилителя (рис. 4.1, б). В результате получается типовая схема компенсационного линейного стабилизатора. При этом $R_{вых}$ уменьшается в A раз, а $K_{ст}$ увеличивается в A раз, где $A \approx 1 + \beta K = 1 + KR_2 / (R_1 + R_2)$; K — коэффициент усиления усилителя. При использовании интегральных операционных усилителей $K > 10^4$, что и обуславливает резкое улучшение показателей стабилизаторов.

Важно отметить, что высокое входное сопротивление $R_{вх}$ мощных ПТ (в отличие от биполярных транзисторов) резко уменьшает нагрузку на источник опорного напряжения $U_{оп}$ в схеме рис. 4.1, а и нагрузку выходной цепи усилителя в схеме рис. 4.1, б. К примеру, если бы $I_n \approx 1 \dots 10$ А, то ток базы биполярного транзистора достиг бы сотен миллиампер и его прямое применение в схемах рис. 4.1 было бы просто невозможным (тогда как мощный ПТ может использоваться).

В [83, 84] описан ряд практических схем линейных стабилизаторов напряжения на мощных МДП-транзисторах (рис. 4.2). В них усилитель выпол-

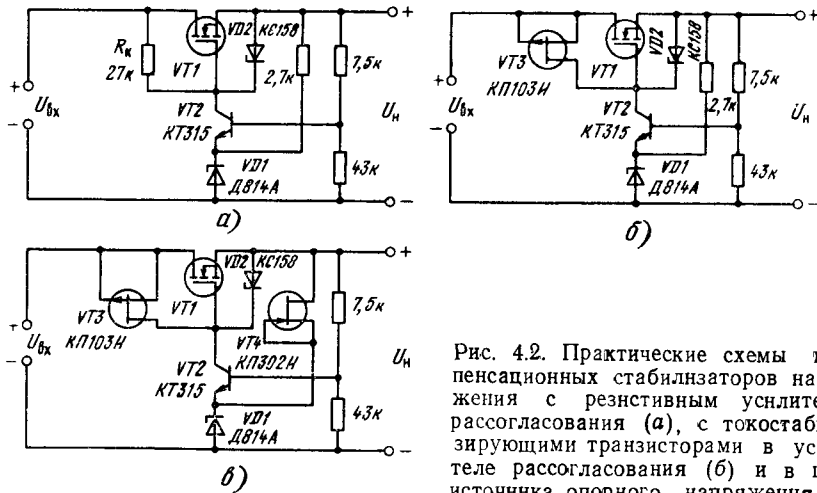


Рис. 4.2. Практические схемы компенсационных стабилизаторов напряжения с резистивным усилителем рассогласования (а), с токостабилизирующими транзисторами в усилителе рассогласования (б) и в цепи источника опорного напряжения (в)

нен на дискретных (биполярных и полевых) маломощных транзисторах. Как известно, коэффициент усиления каскада на биполярном транзисторе, включенного по схеме с общим эмиттером, $K \approx h_{21} \beta R_k / R_{вх}$ увеличивается с ростом R_k и может достигать нескольких сотен и даже тысяч. Высокое $R_{вх}$ повторителя на мощном МДП-транзисторе $VT1$ позволяет в полной мере использовать усилительные свойства $VT2$ (на это указывает величина $R_k = 27$ кОм) в схеме рис. 4.2, а.

Дальнейшее увеличение K достигается заменой R_k на токостабилизирующий полевой транзистор $VT3$ (рис. 4.2, б). Ток в цепи опорного стабилизатора $VD1$ задается также токостабилизирующим транзистором $VT4$ (рис. 4.2, в). В качестве токостабилизирующих цепей использованы ПТ со управляющим $p-n$ переходом в двухполосном включении. Возможно применение и других токостабилизирующих устройств.

В табл. 4.1 приведены параметры стабилизатора, показанного на рис. 4.2. Они получены при $U_n = U_{вх} = 24$ В и $U_n = 10$ В. Использовались различные типы мощных ПТ.

Таблица 4.1. Параметры стабилизаторов U_n , В

Тип транзистора	Схема рис. 4.2	$K_{ст}$	$R_{вых}$, Ом	$I_{н ном}$, А	$I_{н макс}$, А
КП902Б	а	173	0,14	0,05	0,3
	б	950	0,8	0,05	0,3
	в	1050	0,14	0,05	0,3
КП901А	а	100	0,14	0,1	1,2
	б	970	0,6	0,1	1,2
	в	1120	0,4	0,1	1,2
КП904	а	190	0,008	0,5	3
	б	993	0,002	0,5	3
	в	1200	0,004	0,5	3

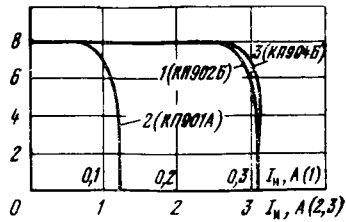


Рис. 4.3. Внешняя характеристика стабилизаторов с регулирующим транзистором КП902А (1), КП901А (2) и КП904 (3)

Сравнивая относительно маломощные стабилизаторы с регулирующим транзистором КП902 ($I_{н макс}$ до 0,3 А) с более мощными КП904Б ($I_{н макс}$ до 3А), нетрудно заметить, что $K_{ст}$ слабо зависит от типа регулирующего транзистора. Это объясняется тем, что мощный ПТ включен как истоковый повторитель, а $K_{ст}$ зависит в основном от усиления каскада рассогласования. Таким образом, не меняя схему, а заменяя лишь регулирующий МДП-транзистор, можно изменить величину $I_{н макс}$. Выходное сопротивление стабилизаторов с большей крутизной S .

На рис. 4.3 показаны зависимости U_n от тока нагрузки. Он регулировался изменением R_n от бесконечности до нуля. Нетрудно заметить, что стабилизаторы при больших I_n имеют резко падающие участки этих зависимостей (т. е. при коротких замыканиях — КЗ нагрузки — обеспечивается ограничение тока). Как уже отмечалось, для достижения наибольших $K_{ст}$ и малых $R_{вых}$ следует применять схемы, подобные приведенным на рис. 4.1, б. В этом случае нестабильность U_n может быть снижена до тысячных долей процента, а $R_{вых}$ до тысячных долей ома и меньше.

4.3. Линейные стабилизаторы тока

Стабилизатором тока называется устройство, поддерживающее неизменным ток I_n в нагрузке R_n , величина которой изменяется в широких пределах (обычно от 0 до $R_{н макс}$). Стабилизатор тока должен иметь по возможности большее выходное сопротивление $R_{вых}$.

Биполярные транзисторы широко применяются в стабилизаторах тока (например, схема с общей базой). Однако у них ток коллектора всегда меньше заданного тока эмиттера (на величину тока базы). Этот принципиальный и серьезный для этого класса устройств недостаток полностью отсутствует у ПТ, поскольку ток затвора у них ничтожно мал.

Принципы построения стабилизаторов тока с мощными ПТ иллюстрирует рис. 4.4. Простейшим стабилизатором тока является схема с общим затвором. Ток I_0 , заданный в низкоомной ($R_{вых} \approx 1/S$) цепи истока, протекает и в цепи стока. При этом $I_c(U_c) = I_0 + U_c / R_{вых}$, где $R_{вых} \approx R_i (1 + S_0 R_n)$ и $R_i \approx \Delta U_{си} / \Delta I_c$ — выходные сопротивление транзистора.

Основной недостаток этой схемы — необходимость в стабильном и достаточно мощном источнике напряжения U_n (от него отбирается ток I_0). Этот недостаток отсутствует в схеме компенсационного стабилизатора тока

на рис. 44, б В нем падение напряжения на R_0 , равное $I_C R_0$, сравнивается с $U_{оп}$. Возникающий сигнал рассогласования усиливается усилителем. С уче-

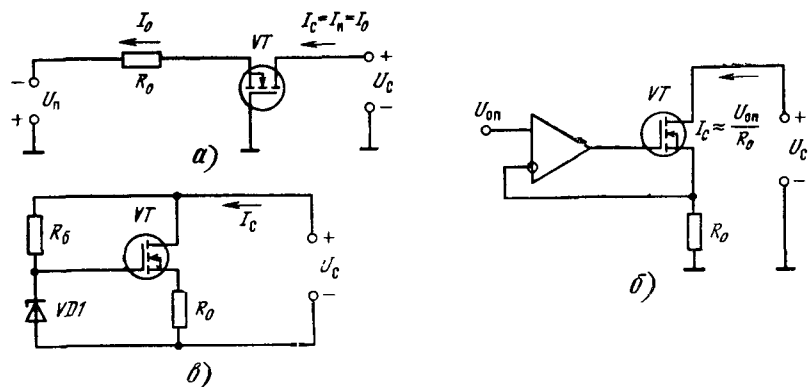


Рис. 44. Стабилизаторы тока на основе схемы с общим затвором (а), с операционным усилителем в цепи обратной связи (б) и стабилизатором в цепи затвора (в)

том ЭДС смещения нуля $\pm U_{см0}$ усилителя ток в нагрузке $I_N = I_C \approx (U_{оп} \pm U_{см0}) / R_0$. Следует выбирать $U_{оп} \gg |U_{см0}|$, тогда $I_N \approx U_{оп} / R_0$.

Особый интерес представляет построение стабилизаторов тока в виде двухполусиловиков. Простейшая схема такого рода показана на рис. 44, в. Если $U_{оп}$ — напряжение стабилизации стабилитрона $VD1$, то ток I_C приблизительно равен $I_C = (U_{оп} - U_0) / R_0$.

Резистор R_6 (балластный) задает ток через стабилитрон $VD1$. Это имеет два недостатка. Во-первых, R_6 шунтирует $R_{вых}$ и снижает общее выходное сопротивление. Рекомендуется выбирать R_6 из условия $R_6 \leq (U_{п} - U_{оп}) / I_{ст. мин.}$, близкого к равенству ($I_{ст. мин.}$ — минимально допустимый ток стабилитрона). Во-вторых, изменение U_C ведет к изменению тока, протекающего через стабилитрон: $I_{ст} = (U_C - U_{оп}) / R_6$. В результате несколько меняются $U_{оп}$ и I_C .

Параметры схемы рис. 44, в можно заметно улучшить, применив вместо R_6 маломощный токостабилизирующий двухполусиловик (например, ПТ с затвором, подключенным к источнику).

На рис. 45 приведена полная схема стабилизатора тока с усилителем рассогласования [26]. В нем приняты специальные меры по стабилизации опорного напряжения $U_{оп}$. Оно создается как падение напряжения на ре-

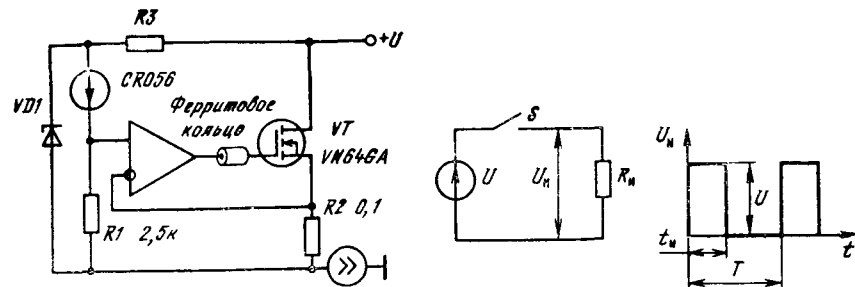


Рис. 45 Токостабилизирующий двухполусиловик с операционным усилителем

Рис. 46 Импульсный регулятор напряжения

зисторе $R1$ от тока, заданного специальной микросхемой $CR056$ (двухполусиловый стабилизатор тока). Напряжение, подаваемое на опорную цепь, стабилизируется параметрическим стабилизатором ($R3$, $VD1$). Это напряжение равно 15 В

4.4. Импульсные регуляторы

Низкие энергетические показатели линейных стабилизаторов связаны с тем, что через регулирующие элементы непрерывно течет ток при значительном падении напряжения на них. Основным способом улучшения этих характеристик является переход к импульсному способу регулирования.

Принцип импульсного регулирования заключается в периодическом подключении нагрузки R_N к источнику напряжения U с помощью ключа S . При этом среднее значение напряжения (рис. 4.6)

$$U_N = \frac{1}{T} \int_0^T U dt = \gamma U,$$

где $\gamma = t_n / T$ — коэффициент регулирования; T — период коммутации

Если ключ идеален, то КПД регулирования равен 100%. Однако выходное напряжение оказывается не постоянным, а импульсным. Поэтому на практике применяют схемы с индуктивным накопителем энергии — дросселем. Он поддерживает в нагрузке пульсирующий ток (при большой индуктивности L дросселя — почти постоянным).

На рис. 47 представлены три основные схемы замещения импульсных регуляторов с дроссельным накопителем энергии. Основные параметры их

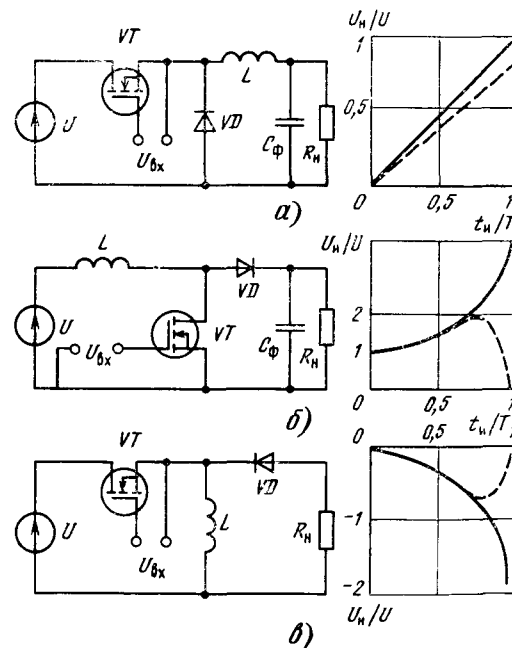


Рис. 47 Типовые схемы регуляторов понижающего (а), повышающего (б) и инвертирующего (в) типов и их регулирующие характеристики

Таблица 4.2. Параметры импульсных регуляторов разных видов

Параметр	Понижающий (схема рис. 4.7, а)	Повышающий (схема рис. 4.7, б)	Инвертирующий (схема рис. 4.7, в)
Внешняя характеристика $U_H(I_H)$, В	$\gamma U_H - I_H[\gamma r_{H1} + (1-\gamma)r_{p1}]$	$\frac{U_H}{1-\gamma} - I_H \left[\frac{\gamma r_{H2}}{(1-\gamma)^2} + \frac{(1-\gamma)r_{p2}}{(1-\gamma)^2} \right]$	$\frac{\gamma}{1-\gamma} U_H - I_H \times \frac{\gamma r_{H3} + (1-\gamma)r_{p3}}{(1-\gamma)^2}$
Выходное сопротивление $R_{вых}$, Ом	$\gamma r_{H1} + (1-\gamma)r_{p1}$	$\frac{\gamma r_{H2} + (1-\gamma)r_{p2}}{(1-\gamma)^2}$	$\frac{\gamma r_{H3} + (1-\gamma)r_{p3}}{(1-\gamma)^2}$
Пulsации выходного напряжения ΔU_C , В	$\frac{\gamma(1-\gamma)U}{8LCf^2}$	$\frac{I_H t_H}{C_F}$	$\frac{I_H t_H}{t_F}$
Граничное значение индуктивности $L_{гр}$, Гн	$(1-\gamma) \frac{R_H}{2f}$	$\frac{R_H}{2f} \gamma(1-\gamma)^2$	$\frac{R_H}{L_f} \gamma(1-\gamma)^2$
КПД	$1 + \left[\frac{\gamma r_{H1} + (1-\gamma)r_{p1}}{R_H} \right]^{-1}$	$\frac{(1-\gamma)^2}{(1-\gamma)^2 + \frac{\gamma r_{H2} + (1-\gamma)r_{p2}}{R_H}}$	$\frac{(1-\gamma)^2}{(1-\gamma)^2 + \frac{\gamma r_{H3} + (1-\gamma)r_{p3}}{R_H}}$
r_H	$r_i + r_{кЛ} + r_L$	$r_i + r_L + r_{кЛ}$	$r_i + r_{кЛ} + r_L$
r_D	$r_L + r_D$	$r_i + r_L + r_D$	$r_L + r_D$

даны в табл. 4.2. Кроме того, на рис. 4.7 представлен вид регулировочных характеристик этих регуляторов. Заметим, что, когда ключ разомкнут, ток дросселя L течет через диод VD . Значение индуктивности $L > L_{гр}$ обеспечивает непрерывный режим протекания тока. Детальное описание работы регуляторов дано в [85, 86].

Для оценки параметров регуляторов используются упрощенные эквивалентные схемы рис. 4.8. В них дроссель представлен источником тока I_L , а источник питания и конденсатор фильтра — источниками напряжения U_H и U_H соответственно.

Регулятор рис. 4.7, а понижает напряжение питания, а регулятор рис. 4.7, б повышает его. Регулятор рис. 4.7, в инвертирует входное напряжение. Из этих трех схем наиболее часто применяется схема рис. 4.7, а. Как правило, схемы этого типа (рис. 4.7) используются совместно со схемой управления силовым ключом типа ШИМ или релейного управления. На рис. 4.9 приведена полная схема импульсного стабилизатора с релейным управлением [87]. Схема релейного управления содержит регенеративный компаратор (на операционном усилителе $\mu A710$) и ключ на биполярном транзисторе $VT2$.

При открытом мощном МДП-транзисторе $VT1$ ток дросселя L растет и растет падение напряжения на резисторе R_0 . Когда оно достигает значения

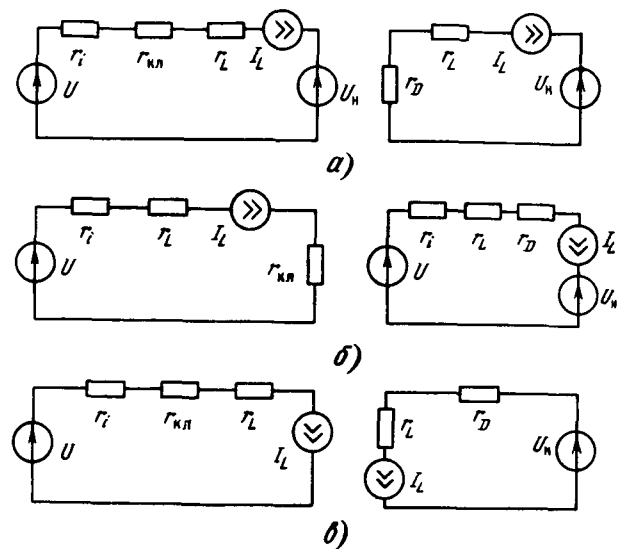


Рис. 4.8. Схемы замещения понижающего (а), повышающего (б) и инвертирующего (в) типов

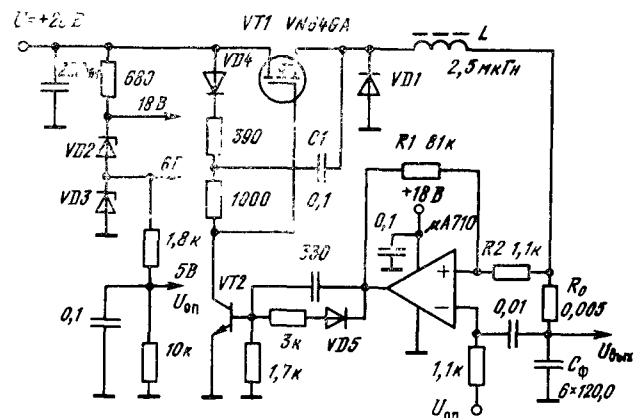


Рис. 4.9. Релейный стабилизатор напряжения

$\Delta U_H \approx 50$ мВ, компаратор срабатывает и транзистор $VT2$ открывается. В результате напряжение на затворе $VT1$ падает почти до нуля, $VT1$ закрывается и ток дросселя начинает протекать через открытый диод $VD1$. Теперь ток дросселя начинает уменьшаться и уменьшается падение напряжения на резисторе R_0 . Когда оно уменьшится на величину ΔU_H , компаратор возвращается в исходное состояние, $VT2$ закрывается и напряжение на затворе $VT1$ становится положительным. Транзистор $VT1$ открывается, $VD1$ закрывается, и ток через дроссель вновь растет.

Амплитуда импульсов на затворе должна превышать амплитуду импульсов на истоке. Это достигается цепью так называемой вольтодобавки, осуществляемой через конденсатор C_1 . Для питания операционного усилителя и создания опорного напряжения $U_{оп}=5$ В служит параметрический стабилизатор и делитель.

При $U_{вых}=5$ В и токе I_n до 5 А стабилизатор имеет КПД $\eta=75\%$ при частоте преобразования 200 кГц. С помощью резисторов R_1, R_2 задается ширина петли гистерезиса компаратора ΔU_n . Малые мощности управления МДП-транзистором позволяют строить простые широтно-импульсные регуляторы для двигателей постоянного тока (рис. 4.10) [89]. Функцию

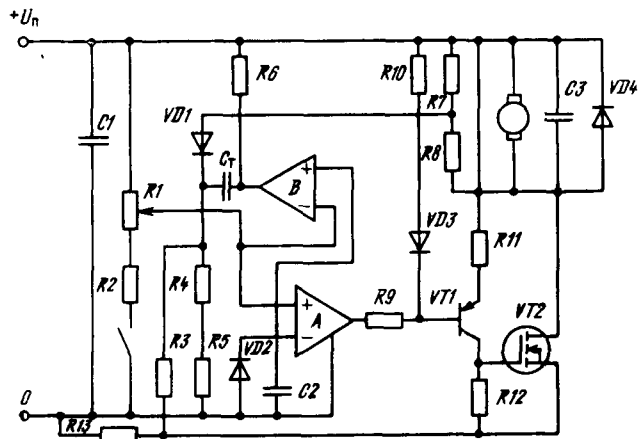


Рис. 4.10. Широтно-импульсный регулятор

регулирования в схеме выполняют два компаратора. Скорость задается с помощью потенциометра R_1 . Делитель напряжения R_7R_8 , диод VD_1 и конденсатор C_1 образуют цепь обратной связи по напряжению двигателя. Когда напряжение обратной связи превысит напряжение, снимаемое с потенциометра R_1 , на выходе компаратора А появляется сигнал низкого уровня, который открывает силовой МДП-транзистор. Одновременно переключается компаратор В, в результате чего потенциал напряжения на катоде VD_1 увеличивается на величину напряжения конденсатора C_1 . По мере разряда конденсатора цепи обратной связи C_1 напряжение обратной связи становится меньше заданного напряжения и происходит переключение компаратора А, вызывая выключение МДП-транзистора.

В этой схеме питающее напряжение может меняться от 9 до 48 В, а ток двигателя — до 5 А. При использовании двигателя с параметрами $R_n=8,6$ Ом и $L_n=3,6$ мГн при изменении U_n от 10 до 30 В скорость двигателя изменялась с 3000 до 3200 мин⁻¹. Следует отметить, что МДП-транзистор, двигатель и диод VD_4 образуют регулятор понижающего типа.

На основе регулятора (см. рис. 4.7, б) строят преобразователи напряжения повышающего типа (рис. 4.11) [88]. При подключении схемы к сети первым включается транзистор VT_2 и в индуктивности идет процесс накопления энергии. Напряжение на затворе транзистора VT_1 определяется напряжением стока VT_2 , и когда оно станет больше, чем пороговое, транзистор VT_1 открывается, а транзистор VT_2 закрывается. Энергия, накопленная в индуктивности, передается в нагрузку. Когда выходное напряжение становится больше напряжения стабилизации VD_3 , открывается транзистор VT_3 , задерживая очередное включение транзистора VT_2 , этим стабилизируя выходное напряжение. При входном напряжении $U_n=8...12$ В и токе $I_n=1$ мА $\eta \approx 70\%$.

Регулятор инвертирующего типа (рис. 4.7, в) применяется для получения разнополярного выходного напряжения при однополярном источнике электропитания. Однако наиболее широкое применение этот регулятор нашел в устройствах зарядки емкостных накопителей.

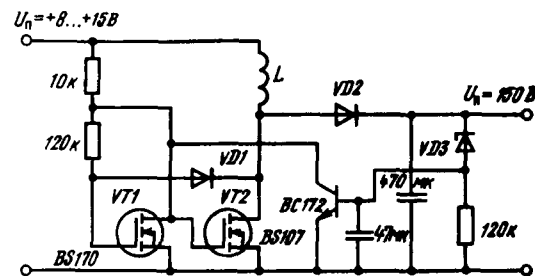


Рис. 4.11. Стабилизатор высокого напряжения

Функциональная схема одного из таких устройств (рис. 4.12) содержит релейный элемент на базе интегрального компаратора (ИК) с верхним $U_{нн}$

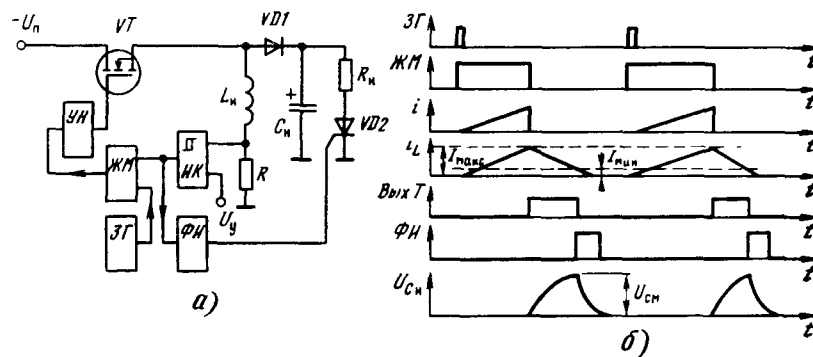


Рис. 4.12. Принципиальная схема источника заряда конденсатора (а) и временные диаграммы работы (б)

и нижним $U_{нп}$ порогами срабатывания, задающий генератор (ЗГ), ждущий мультивибратор (ЖМ) и усилитель напряжения (УН), управляющий МДП-транзистором VT .

Генератор ЗГ запускает ЖМ и силовой ключ, при этом через индуктивность начинает протекать ток. При $i_n=I_{макс}=U_{нп}/R$ релейный элемент срабатывает, выключая силовой ключ. Энергия, накопленная в индуктивности, передается конденсатору C_n . В момент, когда уменьшающийся ток i_n достигает значения $I_{мин}=U_{нп}/R$, с формирователя импульсов ФИ на вход тиристора VD_1 поступает управляющий сигнал. Энергия, выделяемая на нагрузке, пропорциональна разности токов $I_{макс}-I_{мин}$, которая стабильна. Изменяя величины $U_{нп}$ и $U_{нн}$ с помощью напряжения управления U_y , регулируем напряжение на C_n . В принципиальной схеме устройства (рис. 4.13) в качестве силового ключа применен составной транзистор КТ901А, КТ908. При $C_n=1$ мкФ, частоте ЗГ, равной 1 кГц, напряжение на C_n изменяется от 30 до 180 В. КПД источника порядка 70%.

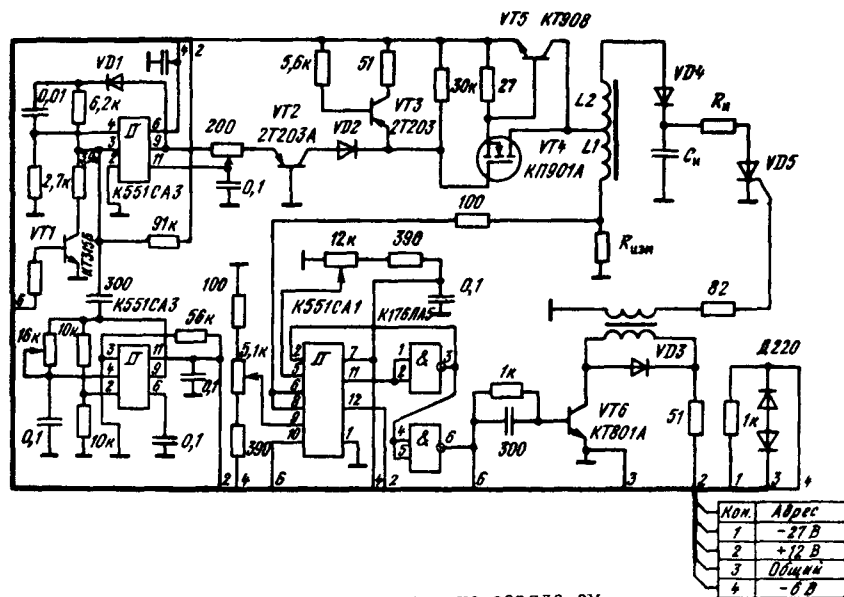


Рис. 4.13. Принципиальная схема источника заряда емкостного накопителя

4.5. Импульсные преобразователи электрической энергии

Преобразователем электрической энергии является устройство, которое связывает две (или более) электрические системы с отличающимися друг от друга параметрами. Это может быть преобразователь постоянного напряжения в переменное, переменного напряжения одной частоты в другую и т. д. Схемы преобразователей обладают многоступенчатой структурой, т. е. представляют собой каскадное соединение различных простых преобразователей, регуляторов и выпрямителей.

Схемы преобразователей подразделяют на однокатные (рис. 4.14, а—в) и двухтактные (рис. 4.14, г—е). Схема обратного преобразователя (рис. 4.14, а) является наиболее простой, так как содержит минимальное число элементов. Принцип работы такого преобразователя заключается в следующем. При открытом состоянии транзистора VT в трансформаторе накапливается энергия, которая при закрытом состоянии ключа передается в нагрузку через обмотку W_n . В связи с импульсным характером передачи энергии в нагрузку на выходе преобразователя ставят сглаживающий конденсатор C_f . Трансформатор обеспечивает гальваническую развязку входной и выходной цепей и получение выходного напряжения любого уровня и полярности. Существенным недостатком такого преобразователя является невозможность работы в режиме холостого хода, при котором резко возрастает выходное напряжение.

В прямоходовом преобразователе (рис. 4.14, б) при замкнутом ключе энергия первичного источника U_n поступает через трансформатор как в нагрузку, так и на заряд конденсатора C_f . Когда ключ закрыт, конденсатор C_f отдает накопленную энергию в нагрузку. При закрывании транзистора в схеме на обмотках трансформатора возникают перенапряжения, обусловленные энергией, накопленной в магнитном поле трансформатора. Эта энергия должна быть выведена из трансформатора, так как при следующих включениях магнитопровод трансформатора может насытиться, что приведет к неограниченному росту тока стока. Для вывода энергии в трансформатор вводят размагничивающую обмотку W_p , подключенную к источнику

U_n через диод VD_p . Обмотки W_c и W_p должны иметь между собой сильную магнитную связь, а максимальное значение коэффициента заполнения $\gamma_{\max} < W_c / (W_c + W_p)$.

В полумостовой однокатной схеме (рис. 4.14, в) напряжение на транзисторах никогда не превышает напряжения питания U_n . При открытых

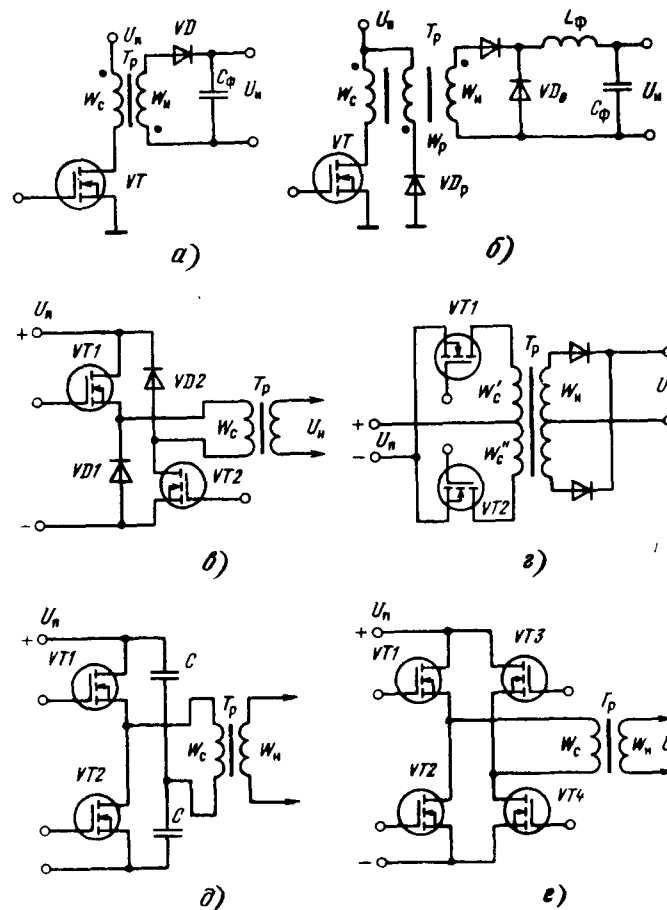


Рис. 4.14. Преобразователи напряжения:

а — обратный; б — прямоходовый с размагничивающей обмоткой; в — однокатный полумостовой; г — двухтактный с нулевым выводом; д — полумостовой; е — мостовой

ключам к обмотке W_c прикладывается напряжение U_n и соответственно появляется напряжение U_n на вторичной стороне. При закрывании ключей на обмотке W_c появляется ЭДС-самоиндукции, обусловленная энергией, накопленной в трансформаторе, которая открывает диоды $VD1$ и $VD2$. Обмотка W_c при этом работает как размагничивающая обмотка, сбрасывая энергию, накопленную в трансформаторе, в источник U_n .

Различные схемные решения однокатных преобразователей отличаются друг от друга способами использования энергии, запасенной в трансформаторе, однако для них характерна работа магнитопровода трансформатора

ра по частному циклу. Лучшее использование трансформатора достигается в двухтактных схемах. Двухтактная схема с нулевым выводом (рис. 4.14, з) содержит два транзистора $VT1$ и $VT2$ и трансформатор. первичная обмотка которого имеет отвод от середины W_c . При поочередной коммутации транзисторов в сердечнике трансформатора создается переменный поток, который наводит во вторичной обмотке переменное напряжение прямоугольной формы. К транзисторам в закрытом состоянии прикладывается двойное напряжение питания $U_{с макс} = 2U_n$, что ограничивает применение таких схем при уровнях напряжения $U_n > 100$ В.

В полумостовой схеме напряжение на закрытых транзисторах не превышает напряжения питания, однако амплитуда напряжения, подводимого к первичной обмотке силового трансформатора, составляет половину напряжения U_n . К достоинствам полумостовой схемы преобразователя следует отнести отсутствие постоянной составляющей тока в первичной обмотке трансформатора.

В мостовых схемах к первичной обмотке трансформатора прикладывается напряжение U_n . Следовательно, выходная мощность мостового преобразователя выше полумостового. К недостаткам мостового преобразователя относят сложность управления четырьмя транзисторами, так как система управления должна обеспечить переключение транзисторов без возникновения сквозных токов, которые появляются, если временно оказываются включенными два последовательно соединенных транзистора.

На практике транзисторы во всех двухтактных схемах шунтируются встречно включенными диодами, благодаря чему при активно-индуктивной нагрузке обеспечивается сброс избыточной магнитной энергии в источник U_n .

Практическая схема однотактного обратноходового преобразователя представлена на рис. 4.15. Схема работает следующим образом. С генера-

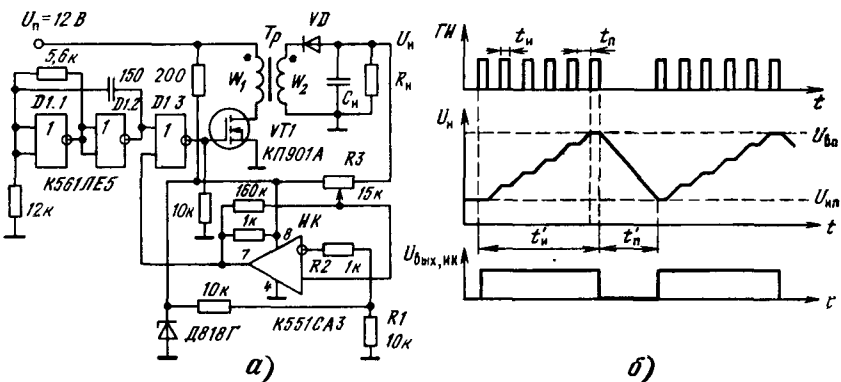


Рис. 4.15. Стабилизирующий обратноходовый преобразователь (а) и временные диаграммы его работы (б)

тора импульсов (элементы $D1.1$ и $D1.2$ микросхемы $K561LE5$) выходной сигнал поступает на вход элемента $D1.3$. На другой его вход подается сигнал с релейного элемента (интегральный компаратор ИК с положительной обратной связью). Релейный элемент имеет два порога срабатывания: верхний ($U_{вп}$) и нижний ($U_{нп}$). Когда напряжение U_n , поступающее на вход компаратора через потенциометр $R3$, станет равным $U_{вп}$, компаратор срабатывает и прекращается поступление управляющих импульсов на затвор транзистора $VT1$ (см. временные диаграммы на рис. 4.15, б). Напряжение U_n уменьшается по экспоненциальному закону с постоянной времени $\tau = C_n R_n$. При $U_n \leq U_{нп}$ релейный элемент вновь срабатывает, разрешая поступление управляющих импульсов на вход силового ключа.

Амплитуда пульсаций определяется гистерезисом релейного элемента, заданного резисторами положительной обратной связи $R1$ и $R3$. Двойной размах пульсаций в схеме составлял 75 мВ, коэффициент стабилизации $K_{ст} \approx 170$, выходное сопротивление $R_{вых} \approx 10$ Ом, КПД $\eta \approx 0.3 \dots 0.4$ при выходной мощности 0.3...0.5 Вт. Изменением положения движка резистора $R3$ выходное напряжение регулировалось от -5 до -50 В. Частота преобразования составляет 400 кГц. Накопительный трансформатор содержит две обмотки $W_1 = W_2 = 30$ витков провода ПЭЛШО-0,1 и магнитопровод 2000 МН К12Х8Х3.

Простейшая схема прямоходового преобразователя напряжения (рис. 4.16) работает на частоте 250 кГц [91]. При первичном включении напряжения питания положительное напряжение через емкость поступает на затвор, открывая ВМДП-транзистор. За счет обмотки положительной обратной связи W_{oc} транзистор открыт до момента насыщения сердечника. Энергия передается в нагрузку через вторичную обмотку W_n . Меняя коэффициент трансформации, можно получать любой уровень выходного напряжения. Когда трансформатор насыщается, транзистор выключается и накопленная в трансформаторе энергия передается в цепь положительной обратной связи, поддерживая транзистор открытым. Стабилитрон $VD1$ ограничивает напряжение ПТ на допустимом уровне. Прямоходовые преобразователи с размагничивающей обмоткой находят широкое применение в «бестрансформаторных» источниках электропитания с выходной мощностью до 200...300 Вт.

Пример такой схемы показан на рис. 4.17. В принципиальной схеме источника выделим четыре основных узла: питание системы управления,

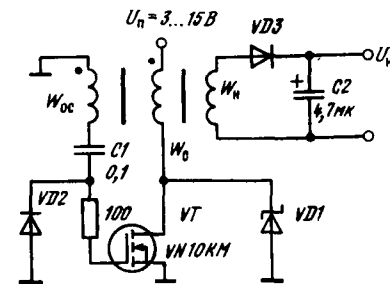


Рис. 4.16. Преобразователь напряжения с самовозбуждением

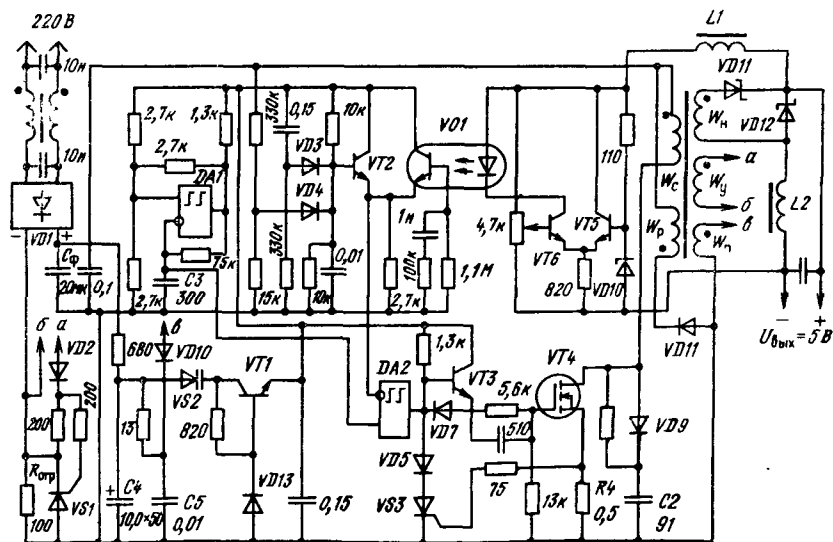


Рис. 4.17. Бестрансформаторный сетевой преобразователь напряжения

силовой, управления ключом и обратной связи. Силовой узел состоит из ключа VT_4 (мощный МДП-транзистор КП803), цепи защиты ключа от пере-напряжений (элементы VD_9 , C_2), выходного ВЧ-трансформатора и защиты по току, выключающей силовой транзистор, если ток ключа достигнет заданного уровня (элементы: датчик тока R_4 и тиристор VS_3).

Узел управления выполнен с традиционным применением широтно-импульсной модуляции. На элементе DA_1 (интегральный компаратор К554СА3) собран генератор линейно изменяющегося напряжения ГЛИН, пилообразное напряжение которого сравнивается с напряжением обратной связи на компараторе DA_2 (интегральный компаратор К554СА3). Выходным напряжением DA_2 через эмиттерный повторитель (транзистор VT_3) управляет мощный МДП-транзистор.

Узел обратной связи включает усилитель рассогласования (транзисторы VT_6 и VT_5), оптоиную гальваническую развязку (оптопара VO_1) и усилитель мощности (транзистор VT_2).

Узел питания системы управления работает следующим образом. При включении источника электропитания в сеть конденсатор C_F заряжается через ограничивающий резистор $R_{огр}$. При уровне напряжения на конденсаторе C_F , равном 180 В, включается динистор VS_2 . Конденсатор C_4 создает питание узла управления, необходимое для запуска преобразователя. При включении преобразователя системой управления напряжением с обмотки W_u включается тиристор VS_1 , шунтирующий резистор $R_{огр}$, а дальнейшее питание системы управления осуществляется от обмотки W_n .

Намоточные данные элементов. Трансформатор: магнитопровод М2000НМК32×20×6, обмотки W_c , W_n , W_p , W_u , W_n содержат соответственно 110, 5, 80, 3, 3 витков, намотанных проводом диаметром 0,3; 1,3; 0,12; 0,12; 0,12 мм. Дроссель L_2 выполнен на магнитопроводе из материала МП140 2К24×12×7 и имеет 7 витков, намотанных проводом ПЭВ-2 диаметром 1,3 мм. Дроссель L_1 выполнен на магнитопроводе из материала М2000НМ К10×6×2,5 с числом витков 50, намотанных проводом ПЭЛШО-0,12.

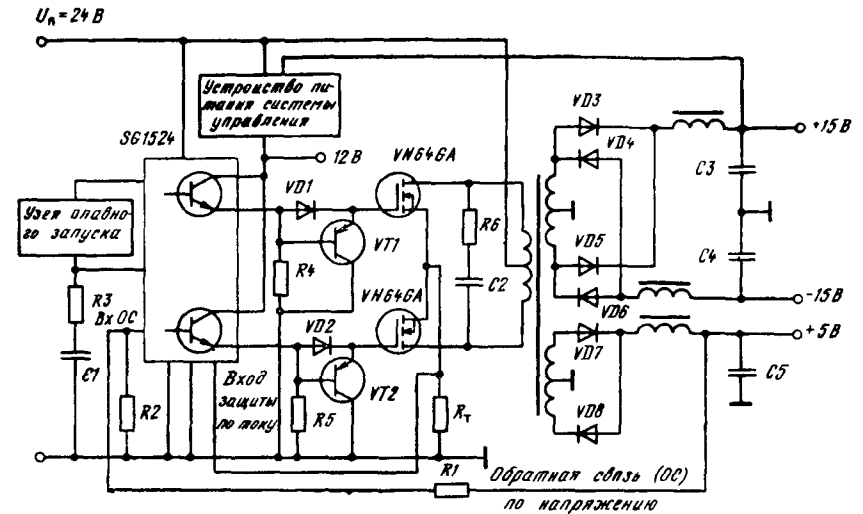
При указанных номиналах и типах элементов источник электропитания имел следующие параметры $U_n=5$ В, $I_n=10$ А, $\eta=81\%$, $\Delta U_n=50$ мВ, $K_{ст}\approx 150$, $P_{уд}\approx 200$ Вт/дм³ при частоте преобразования 200 кГц. Частота преобразования была ограничена рабочими частотами диодов VD_{11} и VD_{12} (диоды Шотки 2Д219Б).

Большое входное сопротивление ПТ предопределило создание специализированных микросхем управления с широтно-импульсной модуляцией. В качестве примера использования специализированной микросхемы для управления полевыми транзисторами в [72] приведена схема двухтактного преобразователя с нулевым выводом (рис. 4.18). Источник электропитания обеспечивает на выходах стабильное напряжение +15 и +5 В при выходных токах соответственно до 1 и 15 А и входном напряжении 24 В. Применение внешних эмиттерных повторителей позволяет получать времена переключения около 100 нс, что обеспечивает малые динамические потери на частоте преобразования 100 кГц. Наиболее стабильным является выходное напряжение +5 В, так как с выхода этого канала снимается сигнал обратной связи.

В схеме высоковольтного стабилизирующего источника электропитания (рис. 4.19) управление силовыми ключами на составных транзисторах осуществляется типовыми цифровыми микросхемами. Особенностью этого источника является использование двух компенсационных каналов, работающих по полпериода. В течение полупериода канал стабилизирует выходное напряжение.

Рассмотрим работу схемы для одного полупериода. Сигнал с выхода преобразователя поступает на усилитель постоянного тока A_1 и сравнивается с опорным напряжением $U_{оп}$. Усиленный разностный сигнал через эмиттерный повторитель VT_2 поступает на шину питания выходного ключа микросхемы D_3 и тем определяет напряжение управления силовым ключом, так как вход силового ключа соединен с выходным ключом микросхемы

D_3 . Основное достоинство такого подхода — получение стабильного выходного напряжения — заключается в совмещении силовым ключом функций аналогового и ключевого регулирования. Переключение силовых транзисторов осуществляется с частотой, вырабатываемой генератором импульсов (микросхема D_1) и триггером D_2 . Учитывая, что транзисторы неидентичны, для устранения асимметрии в трансформаторе на элементах R_5-R_7 и



Трансформатор выполнен на броневом сердечнике Б48 марки 2000НМ-1. Первичные обмотки имеют по 18 витков, а вторичная 1600. Выходное напряжение 7 кВ при номинальном токе нагрузки до 2 мА. Нестабильность выходного напряжения при изменении выходного напряжения от 18 до 24 В не хуже 0,1% при $\eta \approx 70\%$.

4.6. Резонансные преобразователи напряжения

Из основных задач улучшения энергетических показателей преобразовательных устройств можно выделить следующие: уменьшение габаритных размеров и массы радиаторов силовых ключей за счет повышения коэффициента полезного действия, уменьшение габаритных размеров и массы реактивных элементов путем увеличения частоты преобразования и исключения из схем низкочастотных трансформаторов.

Однако увеличение частоты переключения в преобразователях с близкой к прямоугольной формой токов и напряжений приводит к росту динамических потерь, обусловленных рассеиванием энергии, запасенной в паразитных емкостях и индуктивностях, на ключах. Существенным недостатком преобразователей с импульсным регулированием является высокий уровень импульсных помех. Допустим, что помеха обусловлена наводкой через емкость связи $C_{св}$ на цепь с сопротивлением $R_{ц}$. Тогда фронты импульсов с выхода ключа амплитудой $U_{м}$ будут дифференцироваться цепью $R_{ц}C_{св}$ и создавать характерные короткие выбросы с амплитудой помехи $U_{пм}$.

Если принять, что фронт импульса на выходе ключа линейный и имеет длительность $t_{ф}$, то

$$U_{пм} = U_{м} \frac{C_{св} R_{ц}}{t_{ф} [1 - \exp(-t_{ф}/C_{св} R_{ц})]} \approx U_{м} \frac{\tau_{св}}{t_{ф}},$$

где $\tau_{св} = C_{св} R_{ц}$; $U_{м}$ — амплитуда коммутируемого напряжения. Из этого соотношения вытекает, что даже при малых $C_{св}$ (когда $\tau_{св} \ll t_{ф}$) амплитуда выбросов помехи может весьма значительной. Даже тщательный монтаж, экранировка и применение ВЧ-фильтров, приводящих к значительному увеличению объема и массы преобразователя, не избавляют выходной сигнал от помех.

В связи с этим с начала 80-х годов интерес разработчиков транзисторных источников электропитания привлекли резонансные преобразователи, применяемые в тиристорных преобразователях. В преобразователях с резонансным LC-контуром паразитные элементы являются частью резонансного контура, что уменьшает коммутационные потери. Кроме того, силовые ключи переключают либо при нулевом токе, либо при нулевом напряжении, что уменьшает коммутационные потери и электрические перегрузки элементов преобразователя. Регулировка выходного напряжения в резонансных преобразователях осуществляется изменением частоты. Наибольшее распространение получили преобразователи с последовательным LC-контуром. Этим преобразователям свойственны естественное ограничение тока и возможность их параллельной работы на общую нагрузку.

Принцип работы резонансного преобразователя рассмотрим на примере понижающего преобразователя с последовательным резонансным контуром (рис. 4.20) [101, 102]. Считаем ключи идеальными, ток нагрузки $I_{н} = \text{const}$ и $L \gg L_p$.

К моменту включения транзистора напряжение на конденсаторе C_p и ток i равны нулю. При включении транзистора VT ток начинает нарастать и до момента t_1 его изменение описывается следующим выражением: $i = U/L_p$. Длительность этого интервала $\Delta t_1 = t_1 - t_0$ определяется равенством токов $i = I_{н}$: $\Delta t_1 = I_{н} L_p / U$. В следующем интервале начинается резонансный

заряд конденсатора C_p током $i_c = i - I_{н}$. Мгновенные значения тока i и напряжения на конденсаторе C_p определяются выражениями

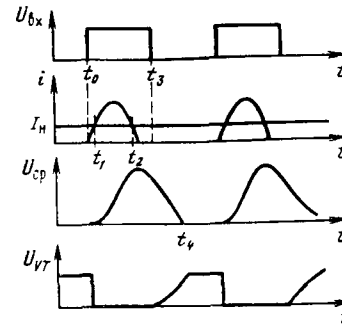
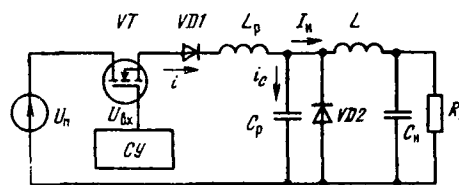


Рис. 4.20. Однополупериодный резонансный преобразователь

$$i = I_{н} + (U/Z_0) \sin \omega_0 t, \quad u_c = U(1 - \cos \omega_0 t),$$

где ω_0 , Z_0 — резонансная частота и волновое сопротивление контура. В момент времени $t = \pi/2\omega_0$ ток транзистора достигает максимального значения $I_{м} = I_{н} + U/Z_0$. Длительность открытого состояния транзистора $\Delta t_2 = t_2 - t_0$ определяется следующим выражением:

$$\Delta t_2 = \frac{\pi + \arcsin(I_{н} Z_0 / U)}{\omega_0}.$$

Выключение транзистора происходит при нулевом токе, т. е. без потерь, в момент $t = t_3$. В интервале $t_3 - t_4$ конденсатор C_p разряжается на нагрузку и $U_{cp} = 0$ в момент $t = t_4$. Длительность этого интервала $\Delta t_3 = t_4 - t_3$ определяется как

$$\Delta t_3 = \frac{U}{\omega_0 I_{н} Z_0} (1 + \sqrt{1 - \omega_0^2 \Delta t_1^2}).$$

К этой схеме приводится большинство схем замещения преобразователей с резонансным LC-контуром.

В схеме простейшего прямоходового резонансного преобразователя (рис. 4.21) [97] резонансный контур образован индуктивностью намагничивания L_{μ} и паразитными емкостями транзистора C_t и диода C_d . В этой схеме транзистор и диод включаются одновременно, транзистор — за счет управляющего напряжения U_{bx} , а диод — за счет появления положительного напряжения на вторичной обмотке. Конденсатор выходного фильтра (на схеме не показан) заряжается током, который ограничивается последовательным внутренним сопротивлением схемы. Когда МДП-транзистор выключается, происходит колебательный переходный процесс в контуре, образованном индуктивностью L_{μ} и емкостями C_t и C_d .

Пример построения резонансного преобразователя с параллельным LC-контуром приведен на рис. 4.22, а. Резонансный контур образован индуктивностью L_k и конденсатором C_k . Нагрузкой контура является умножитель на-

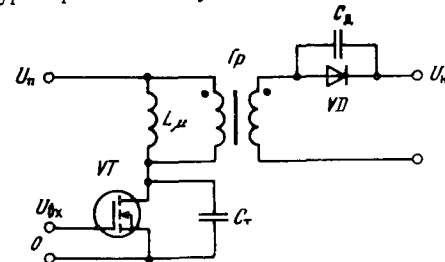


Рис. 4.21. Прямоходовой резонансный преобразователь

пряжения. На рис. 4.22, б приведены нагрузочная и внешняя характеристики

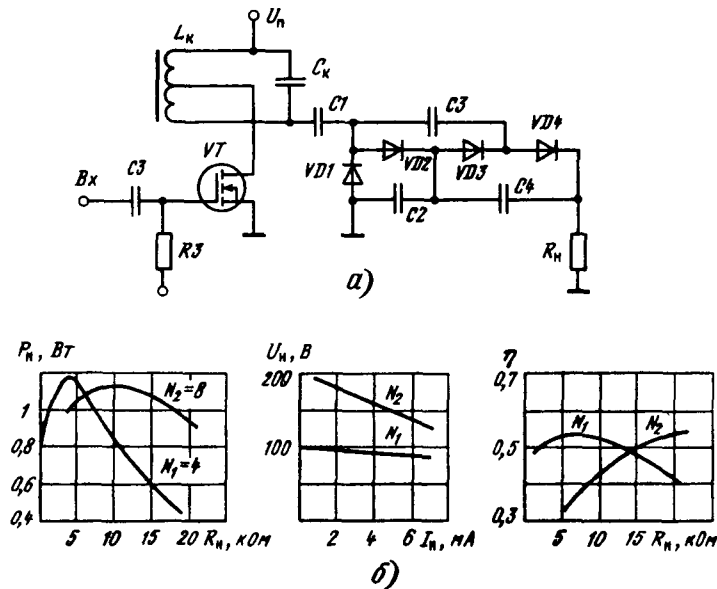


Рис. 4.22. Резонансный преобразователь с параллельным LC-контуром

инвертора на транзисторе КР901 с контурной катушкой индуктивности на керамическом каркасе $L_k=13,7$ мкГн и выпрямителем на диодах ДЗ12А и конденсаторах К10 емкостью 0,1 мкФ. Результаты приведены для параметров схемы $U_n=12$ В, $U_{зм}=10$ В, $C_k=9800$ пФ, $m=0,5$ при частоте преобразования $f=435$ мГц и добротности ненагруженного контура $Q_0=40$. На вход инвертора поступает сигнал $U_z(\omega t)=U_z+U_{зм}\cos\omega t$.

Для стабилизации выходного напряжения в резонансных инверторах применяется предварительное регулирование питающего напряжения при неизменной частоте преобразования. Это облегчает оптимизацию преобразователя на заданной частоте. В схеме такого преобразователя (рис. 4.23) [99]

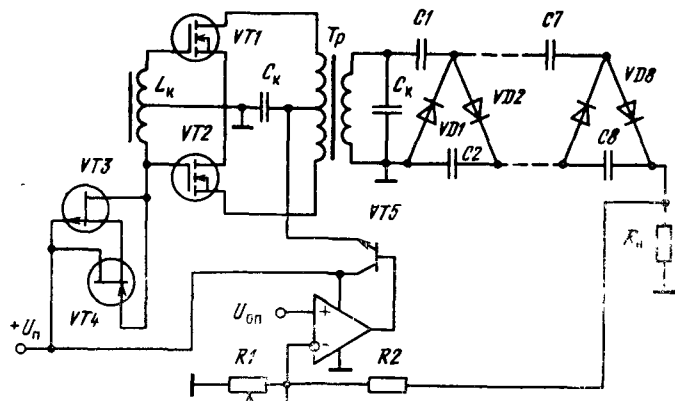


Рис. 4.23. Резонансный преобразователь с умножением напряжения

стабилизация выходного напряжения осуществляется изменением выходного напряжения эмиттерного повторителя VT5. Силовые транзисторы VT1 и VT2 — мощные ПТ КП901А, управляются генератором на транзисторах VT3 и VT4 (КП103Л и КП302БМ). Резонансный контур образуют вторичная обмотка трансформатора и конденсатор C_k емкостью 330 пФ. Дроссель $L_{вх}$ выполнен на ферритовом кольцевом магнитопроводе К 12×6×4,5 из материала 400 мм, обмотка содержит 120 витков провода диаметром 0,10 мм. Трансформатор Tr намотан на ферритовом кольцевом магнитопроводе К 12×6×5,5 на материале 1000 НМ с числом витков 40 в каждой обмотке проводом ПЭЛШО-0,1.

Для мощностей нагрузки в сотни ватт получили распространение полумостовые схемы (рис. 4.24, а) [96]. Когда транзистор VT1 включается, ток

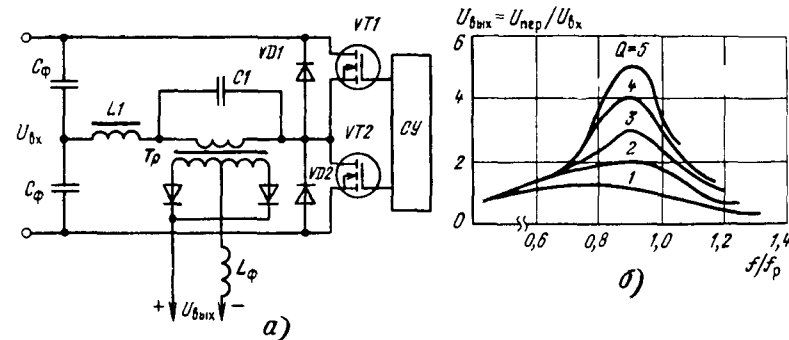


Рис. 4.24. Полумостовой преобразователь напряжения (а) и частотная зависимость его выходного напряжения (б)

в дросселе $L1$ нарастает. Этот ток равен сумме тока в первичной обмотке трансформатора и зарядного тока конденсатора $C1$. Через интервал времени, который определяется резонансной частотой контура $C1L1$, ток в $L1$ и, следовательно, в VT1 станет равным нулю. Затем ток через $L1$ изменит направление и конденсатор $C1$ начнет разряжаться.

На рис. 4.24, б представлены регулировочные характеристики полумостового преобразователя, которые являются АЧХ резонансного контура. Значение выходного напряжения зависит от частоты коммутации и добротности контура $Q=R_L\sqrt{C_1/L}$. Такие характеристики определяют две рабочие области: одну ниже, а другую выше точки резонанса. В общем, работа на частотах ниже резонансной дает возможность коммутировать транзисторы при нулевом токе, а на частотах выше резонансной — при нулевом напряжении.

Переключение при нулевом токе или нулевом напряжении — основное достоинство резонансных преобразователей. Однако амплитудное и действующее значения протекающего тока или приложенного к ключу напряжения у них больше, чем в преобразователе с прямоугольной формой тока и напряжения, что приводит к несколько большим потерям в преобразователе.

В стабилизирующем источнике электропитания (рис. 4.25), выполненном по полумостовой схеме на отечественных мощных высоковольтных МДП-транзисторах КП702Б, стабилизация выходного напряжения осуществляется изменением частоты задающего генератора (интегральный таймер К1006ВИ). Триггер К561ТМ2 симметрирует управляющие импульсы, которыми через трансформатор Tr1 управляют МДП-транзисторы. Цепь обратной связи содержит дифференциальный усилитель (транзисторы VT3 и VT4 и оптопара АОУ103Б), который изменяет сопротивление времязадающей цепи задающего генератора, а также создает развязку между входом и выходом источника.

При включении источника в сеть заряжается конденсатор $C1$ и на аноде динистора VS растет напряжение. Когда VS включается, энергия конденсатора $C1$ поступает на конденсатор питания системы управления $C2$,

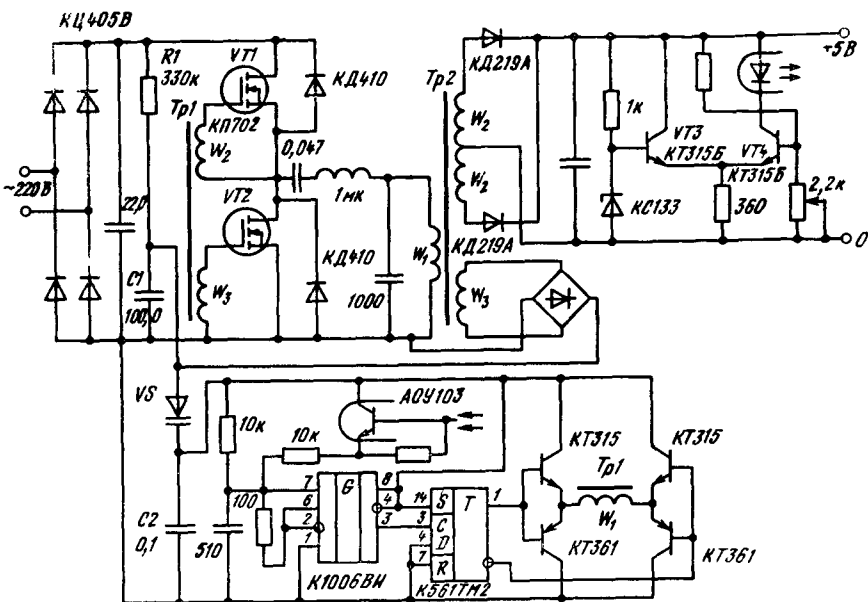


Рис. 4.25. Стабилизирующий сетевой резонансный источник электропитания

что приводит к появлению управляющих МДП-транзисторами импульсов. На обмотке W_3 трансформатора $Tr2$ появляется переменное напряжение, которым осуществляется дальнейшее питание системы управления. Источник имеет следующие параметры: $U_n=5$ В, $I_n=2$ А, нестабильность выходного напряжения $\leq 0,5\%$ при $\eta \approx 75\%$.

С дополнительной обмотки $Tr2$ (не показанной на рис. 4.25) получали $U_n=12$ В при $I_n=1$ А с нестабильностью $\Delta U_n < 5\%$. Относительно высокая нестабильность по дополнительному каналу объясняется тем, что обратная связь осуществлялась по выходу $U_n=+5$ В.

Наибольшие выходные мощности получают в мостовых схемах. Пример построения резонансного инвертора тока мощностью 7,5 кВт, $\eta \approx 97\%$ и выходной частотой 130 кГц дан в [74] (рис. 4.26). В качестве силовых ключей в схеме используются СИТ-транзисторы с параметрами: напряжение

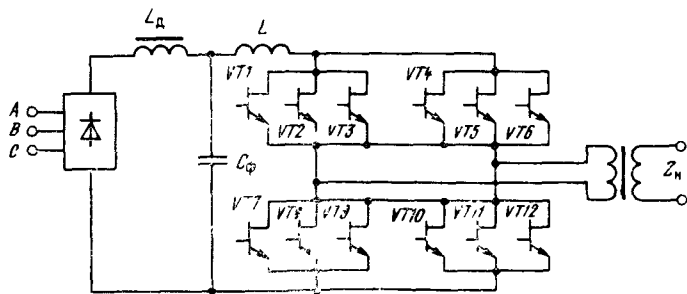


Рис. 4.26. Резонансный инвертор тока

затвор—исток 80 В, напряжение затвор—сток 600 В, максимальный ток стока 18 А, граничная частота 10 МГц и мощность рассеяния 500 Вт.

В состав силовой схемы (рис. 4.26) входят управляемый трехфазный выпрямитель, индуктивность фильтра $L_d=100$ мкГн, конденсатор фильтра $C_\phi=1$ нФ, предназначенный для фильтрации высокочастотных пульсаций, силовые ключи. Силовая схема инвертора выполнена по мостовой схеме, в каждом плече которой по три параллельно включенных СИТ-транзистора $VT1-VT3$. Схема формирователей импульсов управляющего тока СИТ-транзистора (рис. 4.27) содержит комплементарные МДП-транзисторы, разде-

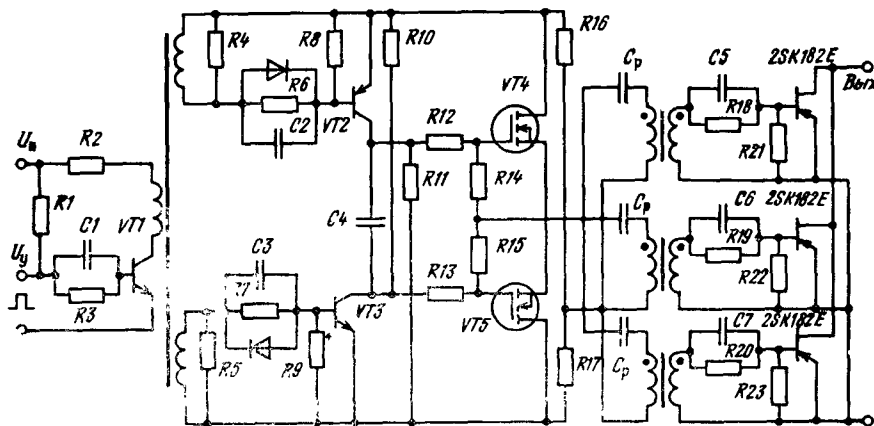


Рис. 4.27. Система управления ключами инвертора тока

лительные конденсаторы C_ϕ , которые предотвращают насыщение сердечников трансформаторов. Ток управления СИТ-транзистором составляет порядка 20 мА во включенном состоянии.

Современные исследования в области резонансных источников электропитания сосредоточены на разработке преобразователей, работающих в области частот преобразования единицы—десятки мегагерц. Разработанные в настоящее время источники электропитания работают на частотах 1...4 МГц и обладают удельной мощностью до 3000 Вт/дм³, что на порядок выше, чем в импульсных преобразователях с прямоугольной формой тока и напряжения.

Глава 5. Регенеративные импульсные устройства

5.1. Общие сведения

Регенеративные устройства используют регенеративные процессы для получения быстрых перепадов напряжения и тока. Эти процессы обычно обусловлены действием внутренней или внешней положительной обратной связи. Внутренняя обратная связь характерна для *негатронов* — приборов с S-, N- или A-образными ВАХ, например лавинных транзисторов, тиристор, туннельных диодов, S-диодов и т. д. Регенеративные устройства с внешней положительной обратной связью чаще всего строятся на основе усилителей (в том числе на мощных ПТ).

Если усилитель с коэффициентом усиления $K(\omega)$ охвачен внешней цепью обратной связи (рис. 5.1, а) с коэффициентом передачи $\beta(\omega)$, то реге-

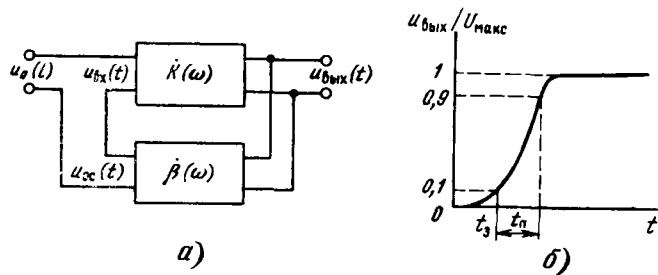


Рис. 5.1. Обобщенная схема регенеративного устройства (а) и характер изменения напряжения на выходе (б)

неративный процесс оказывается возможным при двух условиях: баланс фаз и баланс амплитуд. Баланс фаз (φ_K — усилителя и φ_β — цепи обратной связи) соответствует выражению

$$\varphi_K(\omega) + \varphi_\beta(\omega) = 0 \quad (5.1)$$

и указывает на вид обратной связи — она положительная (т. е. в любой точке разрыва петли фазы подходящего к ней сигнала совпадает с фазой входного сигнала). Второе условие

$$\beta(\omega)K(\omega) > 1 \quad (5.2)$$

соответствует превышению (над единицей) баланса амплитуд (т. е. подводящий к точке разрыва сигнал по амплитуде больше, чем входной, что и ведет к регенеративному росту сигнала).

Если условия (5.1) и (5.2) выполняются на одной частоте $\omega = \omega_0$ и (5.2) близко к равенству, то в схеме рис. 5.1, а возникают синусоидальные колебания. Для регенеративных импульсных устройств условия (5.1) и (5.2) выполняются для довольно широкого диапазона частот ω , причем условие (5.2) соответствует сильному неравенству. В этом случае форма генерируемых колебаний резко отличается от синусоидальной и содержит участки с быстрым изменением тока и напряжения (быстрые регенеративные стадии). На рис. 5.1, б показана типичная форма выходного напряжения цепи рис. 5.1, а при подаче на ее вход перепада $u_0(t)$.

Длительность быстрых стадий для устройств на негатронах определяется их внутренней инерционностью. Для устройств с внешней положительной обратной связью она определяется инерционностью усилителя и цепи обратной связи (чаще всего инерционностью цепи обратной связи пренебрегают ввиду реализации ее на безреактивных компонентах).

Каскад с общим истоком на мощном ПТ имеет инерционность, связанную с его суммарной усредненной емкостью $C_0 = C_{11\pi} + C_{12\pi} + C_{22\pi}$. Инерционность, как известно, можно охарактеризовать импульсной добротностью

$$Q_\pi = K/\tau_\Phi = S/C_0, \quad (5.3)$$

где τ_Φ — постоянная времени нарастания фронта; S — крутизна. Если положить $K=1$, то $\tau_\Phi = \tau_n = 1/Q_\pi$, где τ_n — характеристическая постоянная времени каскада в области высоких частот. Инерционность каскада ведет к тому, что в схеме рис. 5.1, а нарастание напряжения на выходе усилителя в ходе регенеративного процесса происходит не мгновенно (рис. 5.1, б). Оно характеризуется временем задержки t_0 и длительностью перепада t_n . Для n -каскадного усилителя теоретический анализ дает время задержки [95]

$$t_{3n} \approx \frac{1}{Q_\pi} \sqrt[n]{n!}. \quad (5.4)$$

В [96] показано, что временная зависимость выходного напряжения определяется переходной характеристикой усилителя (ПХ) $h(t)$, т. е. его реакцией на единичный скачок напряжения на входе. При этом можно выделить два наиболее характерных типа ПХ: первый и второй. Соответственно для них имеем

$$h(t) = \exp(Q_\pi t), \quad h(t) = \text{ch}(Q_\pi t). \quad (5.5)$$

Переходная характеристика первого типа является предельной (т. е. $h(t) \rightarrow 0$ при $t \rightarrow \infty$), а второго типа — не предельной. При этом всегда $\exp(Q_\pi t) > \text{ch}(Q_\pi t)$.

В реальных условиях регенеративный процесс обеспечивает сокращение длительности исходного сигнала $u_0(t)$, поданного (вместе с сигналом обратной связи) на вход усилителя. Если принять, что $u_0(t)$ меняется линейно, т. е. $u_0(t) = at$, то при наличии обратной связи напряжение на входе усилителя определяется интегралом Дюамеля:

$$u_{\text{вх}}(t) = \int_0^t u_0(t-\xi) dh(\xi).$$

Вычисления этого интеграла дают для ПХ первого и второго типа соответственно

$$u_{\text{вх}}(t) = \frac{a}{Q_\pi} [\exp(Q_\pi t) - 1], \quad u_{\text{вх}}(t) = \frac{a}{Q_\pi} \text{sh}(Q_\pi t). \quad (5.6)$$

Выигрыш в скорости роста входного напряжения, достигаемый за счет введения положительной обратной связи, оценивается величиной $\Phi(t) = u_{\text{вх}}(t)/u_0(t)$ или $x = Q_\pi t$ для ПХ первого и второго типа соответственно:

$$\Phi_1(x) = (\exp x - 1)/x, \quad (5.7)$$

$$\Phi_2(x) = \text{sh}(x)/x.$$

Из (5.6) следует, что выигрыш быстро растет со временем. Это есть следствие регенеративного характера изменения $u_{\text{вх}}(t)$ при наличии положительной обратной связи — скорость изменения сигнала при этом непрерывно возрастает. Естественно, что развитие этого процесса ограничивается нелинейностью каскада.

На практике важным параметром является время переключения t_n , т. е. время, в течение которого входной сигнал $u_{\text{вх}}(t)$ меняется от нуля до порогового уровня U_0 , при котором наблюдается ограничение сигнала вследствие нелинейности усилителя. Из (5.6) непосредственно вытекает, что время t_n для ПХ первого и второго типа соответственно равно ($t_0 = E_0/a$)

$$t_n = (1/Q_\pi) \ln(1 + Q_\pi t_0), \quad t_n = (1/Q_\pi) \text{arch}(Q_\pi t_0). \quad (5.8)$$

Соотношения (5.8) можно использовать для оценки t_n регенеративных устройств на мощных ПТ. Следует помнить, что они выведены для нескольких идеализированных моделей регенеративных устройств (но достаточно адекватных реальным условиям).

Произведем оценку t_n для регенеративного устройства с ПХ первого типа. Пусть оно выполнено на ПТ, имеющем $S=30$ мА/В, $C_0=10$ пФ ($Q_\pi=3 \cdot 10^{-9}$ В/с). Пусть далее $u_0(t)$ — сигнал, меняющийся со скоростью $a=1$ В/нс, а порог $E_0=5$ В (т. е. $t_0=E_0/a=5$ нс). Тогда из первого выражения (5.8) получим $t_n=0,924$ нс. Эта величина характерна для регенеративных устройств на мощных МДП-транзисторах КП902 с близкими к указанным значениям Q_π . Выигрыш по времени переключения (в сравнении с отсутствием регенерации) немного превышает значение 5.

Релаксационные генераторы — импульсные устройства, в основе работы которых лежит релаксация энергии в некотором накопителе — конденсаторе или индуктивном элементе. Релаксаторы обычно работают в одном из двух режимов работы — автоколебательном или ждущем.

Автоколебательные релаксаторы имеют четыре основные стадии работы — две медленные (или квазистабильные) и две быстрые (регенеративные). Во время медленных стадий накопитель периодически накапливает энергию, а затем она рассеивается. Медленные стадии чередуются с быстрыми. На рис. 5.2, а показана типичная обобщенная схема простейшего релаксатора на безынерционном приборе с S-образной ВАХ. Конденсатор C заряжается через резистор R до напряжения включения $U_{вкл}$ негatronа. Он быстро включается, и конденсатор разряжается через негатрон и разрядный резистор R_p . Когда напряжение на C падает до уровня $U_{выкл}$, негатрон быстро выключается и вновь начинается заряд C .

Рисунок 5.2, б поясняет движение изображающей точки в плоскости ВАХ негatronа и резистор R_p , а рис. 5.2, в иллюстрирует форму колебаний.

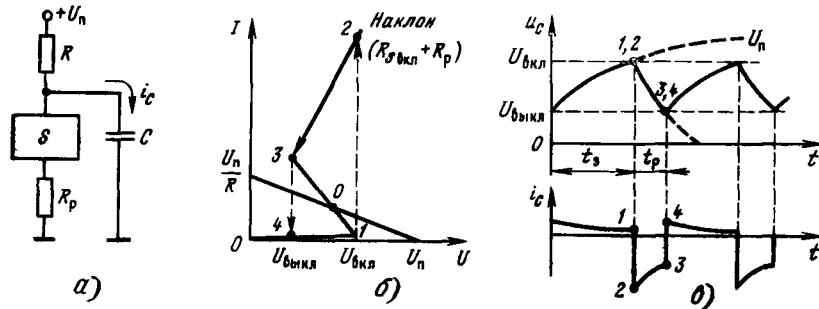


Рис. 5.2. Обобщенная схема емкостного релаксатора на безынерционном приборе с S-образной ВАХ (а), траектория движения изображающей точки (б) и временные диаграммы работы (в)

Заряд C происходит по экспоненциальному закону

$$u_C(t) = u_C(0) + [u_C(\infty) - u_C(0)] \exp(-t/RC),$$

где $u_C(0) = U_{выкл}$, $u_C(\infty) = U_{п}$ и $u_C(t_3) = U_{вкл}$.

Следовательно, в установившемся режиме колебаний время заряда

$$t_3 = RC \ln \frac{u_C(\infty) - u_C(0)}{u_C(\infty) - u_C(t_3)} = RC \ln \frac{U_{п} - U_{выкл}}{U_{п} - U_{вкл}}. \quad (5.9)$$

Разряд C происходит через резистор R_p и сопротивление $R_{S \text{ вкл}}$ включенного негatronа. Обычно $(R_p + R_{S \text{ вкл}}) \ll R$, и тогда разряд C происходит по закону $u_C(t) = U_{вкл} \exp[-t/C(R_p + R_{S \text{ вкл}})]$.

Время разряда до уровня $u_C(t_p)$

$$t_p = C(R_p + R_{S \text{ вкл}}) \ln(U_{вкл}/U_{выкл}). \quad (5.10)$$

Релаксаторы типа рис. 5.2, а могут успешно использоваться для запуска ключей на мощных ПТ (подобные схемы описываются далее). Наибольший интерес представляют релаксаторы с возможно меньшей длительностью регенеративных процессов. Так, релаксаторы на лавинных транзисторах способны формировать импульсы амплитудой единицы—десятки вольт ($R_{п} = R_p = 50 \dots 100 \text{ Ом}$) с временем нарастания менее 1 нс.

Ждущие релаксаторы имеют одно из состояний (исходное) стабильное. Они формируют полный цикл колебаний после запуска специальным импульсом, называемым запускающим импульсом. К примеру, исходное состояние релаксатора (рис. 5.2, а) можно получить стабильным, задав $U_{п}$ из условия $U_{выкл} < U_{п} < U_{вкл}$.

К широко распространенным релаксаторам относятся мультивибраторы. Обычно мультивибраторы строятся на основе усилителей с RC-цепями об-

ратной связи. Переходные процессы в них обуславливают переключение активных приборов из закрытого состояния в открытое и наоборот. Само переключение носит регенеративный характер. Удачно спроектированный мультивибратор генерирует импульсы с почти прямоугольной формой и малой длительностью нарастания и спада.

Что дает применение мощных ПТ в регенеративных устройствах? Очевидно, что применять дорогостоящие мощные ПТ в обычных регенеративных схемах экономически невыгодно. Поэтому релаксаторы (мультивибраторы) микро- и миллисекундного диапазона строить на мощных МДП-транзисторах нецелесообразно, хотя вполне возможно.

Иначе обстоит дело с наносекундным диапазоном. Схемы этого диапазона обычно работают на согласованную нагрузку ($R_{п} = 50, 75, 100$ или 150 Ом). Даже при отсутствии согласования значения сопротивлений в цепи стока нужно уменьшить до десятков—сотен ом с целью снижения $t_{в}$. При амплитуде импульсов единицы—десятки вольт требуется амплитуда токов стока доли—единицы ампер. В этом случае применение мощных ПТ становится вполне оправданным. Как будет видно из описания практических схем, такое применение позволяет получить хорошую (близкую к прямоугольной) форму импульсов с временем нарастания и спада доли—единицы наносекунд.

Процессы в мультивибраторах на мощных МДП-транзисторах отличны от процессов в ламповых и транзисторных мультивибраторах. Связано это с тем, что входное сопротивление (активное) у мощных МДП-транзисторов чрезвычайно велико при любой полярности напряжения на затворе. У ламп входное сопротивление резко падает при положительных напряжениях на сетке из-за появления сеточных токов. Биполярные транзисторы имеют резко нелинейное и очень малое в открытом состоянии входное сопротивление. Это препятствует получению хорошей формы импульсов.

5.2. Автоколебательные мультивибраторы

Основная схема автоколебательного мультивибратора на мощных МДП-транзисторах (рис. 5.3, а) по существу аналогична классической схеме лампового или транзисторного мультивибратора.

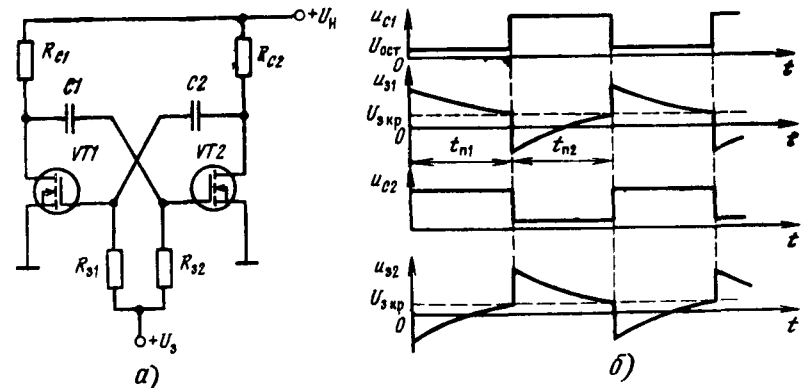


Рис. 5.3. Симметричный автоколебательный мультивибратор (а) и временные диаграммы его работы (б)

Для нормально открытых или слегка приоткрытых мощных МДП-транзисторов автоколебания возникают при $U_{з} = 0$. Рекомендуется, однако, выбирать $U_{з} \approx 1 \dots 3 \text{ В}$ с тем, чтобы обеспечить мягкий режим возникновения автоколебаний (при котором колебания возникают без внешнего воздей-

вия). Форма импульсов на выходе классических мультивибраторов (на лампах, биполярных транзисторах и полевых транзисторах с управляющим $p-n$ -переходом) резко отличается от прямоугольной из-за влияния на заряд времязадающих емкостей больших входных токов открытых активных приборов. При этом появляются характерные экспоненциальные участки медленного изменения выходного напряжения во время протекания медленных стадий.

Мощные МДП-транзисторы, как отмечалось, имеют очень большое входное сопротивление при любой полярности входного напряжения. Поэтому отмеченный недостаток у мультивибраторов на мощных МДП-транзисторах практически отсутствует (см. типовую форму импульсов на рис. 5.3, б).

Мультивибратор работает следующим образом. После включения напряжения питания оба транзистора оказываются включенными и существуют условия для возникновения регенеративного процесса. Допустим, что он привел к быстрому отпиранию $VT1$ и запертию $VT2$. Тогда на стоке $VT2$ формируется перепад напряжения положительной полярности амплитудой около $U_n - U_{ост}$, поступающий через конденсатор $C2$ на затвор $VT1$ и временно поддерживающий его в открытом состоянии. Отрицательный перепад напряжения со стока $VT1$ поступает на затвор $VT2$ и поддерживает его в закрытом состоянии. Одновременно с этим происходит заряд $C2$ по цепи $U_n, R_{c2}, C2, R_{a1}, U_n$ и разряд $C1$ по цепи $+U_n, R_{a2}, \text{сток} - \text{исток } VT1$. В результате напряжение на затворе $VT1$ уменьшается, а на $VT2$ возрастает. В конечном счете это ведет к росту дифференциального коэффициента усиления и (как только он станет больше 1) развивается регенеративный процесс схемы — $VT1$ запирается, а $VT2$ отпирается. В силу симметрии схемы вторая медленная стадия (заряд $C1$ и разряд $C2$) протекает аналогично. Длительности быстрых стадий (см. § 5.1) определяются импульсной добротностью Q_n каскада.

Проанализируем переходные процессы. В зависимости от выбора U_n возможны два режима генерации колебаний. Если $U_n < U_{зкр}$, $U_{зкр} \approx 0,5(U_{по} + U_0)$, где $U_{по}$ — напряжение отпирания транзистора, соответствующее условию $SR_C = 1$ (считаем $R_C \ll R_a$, $R_{c1} = R_{c2} = R$ и $R_{a1} = R_{a2} = R_a$); U_0 — пороговое напряжение, то первым запирается ранее открытый транзистор.

При этом полупериод колебаний (если $C_1 = C_2 = C$, $t_{п1} = t_{п2} = t_n$)

$$t_n = R_3 C \ln \frac{U_n + U_{по} - U_{ост} - U_n}{U_{по} - U_n}, \quad (5.11)$$

где $U_{ост}$ — остаточное напряжение на открытом транзисторе. Если $U_n > U_{зкр}$, то первым будет открываться ранее закрытый транзистор и полупериод колебаний

$$t_n = R_3 C \ln \frac{U_n + U_0 - U_{ост} - U_n}{U_n - U_0}. \quad (5.12)$$

Длительность положительного фронта импульсов на стоке определяется временем экспоненциального заряда общей выходной емкости закрытого транзистора

$$C_{03} \approx C_{сн1} + C_{сн2} + C_{з1} + C_{з2} (1 + SR_C) \quad (5.13)$$

и равна

$$t_{ф+} \approx 2,2 R_C C_{03}. \quad (5.14)$$

Длительность отрицательного фронта $t_{ф-}$ существенно меньше, она определяется скоростью протекания регенеративного процесса переключения. Для мультивибратора на приборах 2П902, $t_{ф-} \approx 12$ нс, $t_{ф+} \approx 45$ нс. При $R_{a1} = R_{a2} = 100$ кОм, $R_{c1} = R_{c2} = 1$ кОм, $C_1 = C_2 = 100$ пФ, $E_n = 0$, период колебаний порядка 60 мкс.

Рассмотрим мультивибратор с повышенной стабильностью периода колебаний. Для уменьшения зависимости периода колебаний от напряжения пи-

тания U_n целесообразно подавать смещение на затворы от делителя $R1R2$ (рис. 5.4) с коэффициентом деления

$$\eta = R_2 / (R_1 + R_2). \quad (5.15)$$

Длительность полупериода колебаний t_n определяется моментом времени, когда хронизирующее напряжение на затворе закрытого транзистора, изменяясь от начального уровня $u_3(0) = (2\eta U_n - U_0) - (U_n - U_{ост})$ и стремясь к предельному $u_3(\infty) = \eta U_n$, достигает порога $u_3(t_n) = U_0$. Таким образом,

$$t_n = R_3 C \ln \frac{u_3(\infty) - u_3(0)}{u_3(\infty) - u_3(t_n)} = R_3 C \ln \frac{U_n(1 - \eta) + U_0 - U_{ост}}{\eta U_n - U_0}. \quad (5.16)$$

Обозначим функцию под логарифмом как $N(U_n)$. Для стабилизации t_n при изменении U_n положим

$$\frac{dN(U_n)}{dU_n} = \frac{(\eta U_n - U_0)(1 - \eta) - [U_n(1 - \eta) + U_0 - U_{ост}]}{(\eta U_n - U_0)^2},$$

что дает $\eta = \eta_0 = U_0 / U_{ост}$.

При $\eta = \eta_0$ из (5.16) после элементарных преобразований находим

$$t_n = R_3 C \ln (U_{ост} / U_0 - 1). \quad (5.17)$$

Данный метод применим, если $U_{ост} > U_0$.

На рис. 5.5 приведены зависимости периода $t_0 = 2t_n$ от U_n при различ-

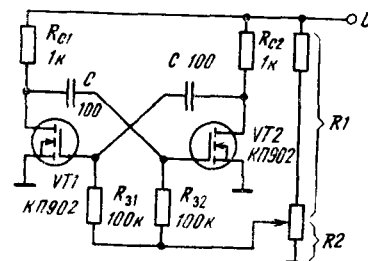


Рис. 5.4. Автоколебательный мультивибратор с повышенной стабильностью периода колебаний

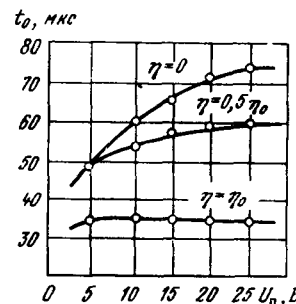


Рис. 5.5. Зависимость периода колебаний t_0 от U_n при различных η

ных η (равенство $\eta = 0$ соответствует схеме рис. 5.3 при $U_n = 0$). При $\eta = 0$ реализуется повышенная температурная стабильность частоты автоколебаний $f_0 = 1/T_0$. Изменение f_0 составляет около 3% при изменении температуры T от $+20$ до $+80^\circ \text{C}$. При стабилизации f ($\eta \neq 0$) температурная стабильность несколько ухудшается и при $\eta = \eta_0$ может достигать 10% в указанном диапазоне изменения T . Таким образом, выбор η требует компромисса.

5.3. Ждущие мультивибраторы

Основная схема мультивибратора со сток-затворными связями приведена на рис. 5.6, а. Связь стока $VT2$ с затвором $VT1$ гальваническая, а со стока $VT1$ на затвор $VT2$ — через времязадающую RC -цепь, содержащую конденсатор C и резисторный делитель $R3R4$. Работает мультивибратор следующим образом (рис. 5.6, б). Ждущий режим обеспечивается отмеченной выше гальванической связью. На затвор $VT2$ подано (через делитель $R3R4$) напряжение смещения, поддерживающее $VT2$ в открытом состоянии.

104

шой амплитуды. При амплитуде импульсов менее 10 В применение такого триггера нерационально по экономическим соображениям.

Схема работает следующим образом. Если $u_{вх}(t)$ меняется медленно, то, мысленно разомкнув цепь истока $VT1$, триггер можно рассматривать как комбинацию каскада с общим затвором (на $VT1$) с истоковым повторителем (на $VT2$). Эти каскады не инвертируют фазу, следовательно, подключение истока $VT1$ к R_n означает возникновение положительной обратной связи. В результате переключение транзисторов (при несоблюдении условия баланса амплитуды) будет носить регенеративный характер (см. § 5.1).

Передающая характеристика триггера имеет гистерезисный характер, если петлевое усиление выше 1 (рис. 5.11). При $u_{вх}(t) < U_{пор}$ транзистор

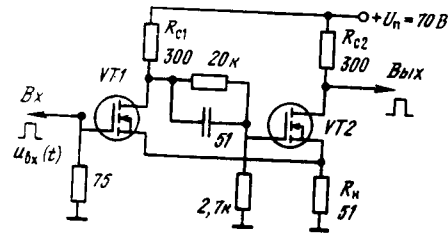


Рис. 5.10. Несимметричный триггер

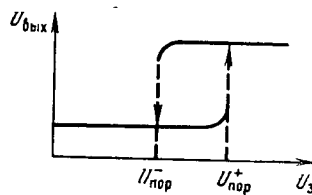


Рис. 5.11. Передаточная характеристика несимметричного триггера

$VT1$ закрыт, а $VT2$ открыт, и это состояние является единственным. На резисторе R_n падает напряжение $(U_n - U_{ост2})R_n / (R_n + R_{c2})$. При увеличении $u_{вх}(t)$ $VT1$ начинает открываться, и если $U_{зи1}$ достигнет уровня $U_{п01}$ (порога отпирания, при котором петлевое усиление достигает 1), то наблюдается регенеративный процесс переключения триггера. Таким образом, $U_{пор+} = U_{п01} + (U_n - U_{ост2})R_n / (R_n + R_{c2})$. В ходе регенеративного процесса потенциал стока $VT1$ падает и возникающий при этом отрицательный перепад напряжения через цепь $R_{c1}R_{a2}$ поступает на затвор $VT2$. Это ведет к уменьшению тока стока $VT2$. Падение напряжения на R_n уменьшается, что способствует отпиранию $VT1$.

В конце регенеративного процесса $VT1$ оказывается открытым, а $VT2$ закрытым. На R_n падает напряжение $(U_n - U_{ост1})R_n / (R_n + R_{c1})$. Если теперь начать уменьшать $u_{вх}(t)$, то при $U_{зи1} < U_{пз1}$ (порог запираения, при котором петлевое усиление достигает 1) произойдет регенеративное переключение: $VT1$ начинает закрываться, а $VT2$ открываться. Таким образом, $U_{пор-} = U_{пз1} + (U_n - U_{ост2})R_n / (R_n + R_{c1})$.

Для существования гистерезисной передаточной характеристики нужно иметь неравенство $U_{пор+} > U_{пор-}$. В интервале значений $u_{вх}(t)$ от $U_{пор-}$ до $U_{пор+}$ триггер находится в одном из двух возможных состояний, описанных выше. Неравенство $U_{пор-} < U_{пор+}$ достигается либо за счет различия крутизны у транзисторов ($S_1 < S_2$), либо за счет неравенства R_{c1} и R_{c2} ($R_{c2} < R_{c1}$).

Оценка быстродействия триггера базируется на положениях, описанных в § 5.1. Пусть, например, $u_{вх}(t)$ меняется примерно по линейному закону $u_{вх}(t) \approx U_n t / t_0$. Тогда время регенеративного переключения [96] $t_{п} \approx \tau_{в1} \ln(1 + t_0 / \tau_{в1})$, где $\tau_{в1} = R_{c1} [C_{зс1} + C_{сн1} + C_{зп1} + C_{зс2} (1 + S R_{c2}) + C_{м1}]$ и $C_{м1}$ — емкость монтажа в цепи стока $VT1$. Длительность фронта импульса, формируемого при запираии $VT1$ [96],

$$t_{ф1} \approx \tau_{в1} \left(2,3 + \ln \frac{\exp(t_{п} / \tau_{в1}) - 1}{t_{п} / \tau_{в2}} \right)$$

и длительность фронта импульса, формируемого при запираии $VT2$,

$$t_{ф2} \approx \tau_{в2} \left(2,3 + \ln \frac{\exp(t_{п} / \tau_{в2}) - 1}{t_{п} / \tau_{в2}} \right),$$

где $\tau_{в2} = R_{c2} (C_{зс2} + C_{сн2} + C_{м2})$;

$C_{м2}$ — емкость монтажа в цепи стока $VT2$. Обычно $\tau_{в2} < \tau_{в1}$, поскольку к стоку $VT2$ подключена меньшая емкость. Поэтому форма импульсов, снимаемых со стока $VT2$, лучше, чем импульсов, снимаемых со стока $VT1$. Для транзисторов $VT1$ и $VT2$ типа КП905, $C_{м1} = C_{м2} = 1,5$ пФ и $t_0 = 1$ нс расчет дает $t_{п} \approx 0,9$ нс и $t_{ф2} \approx 2,8$ нс, что близко к наблюдаемым экспериментально значениям. Триггер способен переключаться от импульсов длительностью несколько наносекунд, имеющих частоту повторения до 100 МГц.

5.5. Блокинг-генераторы

Блокинг-генераторами называют релаксационные генераторы, цепь положительной обратной связи которых создается с помощью импульсного трансформатора. Блокинг-генератор на мощном МДП-транзисторе (одном в отличие от мультивибраторов) способен формировать импульсы большой амплитуды с временем нарастания и спада приблизительно до 2 нс.

Типовая схема ждущего блокинг-генератора описана в [104] (рис. 5.12, а).

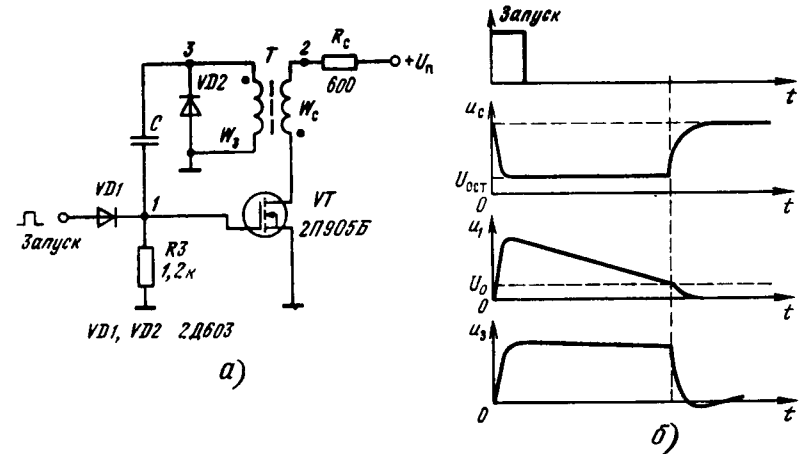


Рис. 5.12. Типовая схема блокинг-генератора (а) и временные диаграммы ее работы (б)

Она имеет некоторые особенности. При отсутствии R_c работа блокинг-генератора оказывается неустойчивой, поскольку при открытом $VT1$ петлевое усиление превышает 1 и возникает паразитная высокочастотная генерация. Включение R_c обеспечивает ключевой режим работы $VT1$. Дiode $VD2$ подавляет выбросы отрицательной полярности, возникающие на обмотке W_2 импульсного трансформатора. Запирание $VT1$ в исходном состоянии обеспечивается за счет $U_{о1} > 0$ ($R3$ подключено к земле).

Схема на рис. 5.12, б работает следующим образом. При подаче (через диод $VD1$) запускающего импульса положительной полярности $VT1$ открывается и возникает регенеративный процесс включения $VT1$. При этом на обмотке трансформатора W_2 формируется положительный перепад напряжения амплитудой

$$U_{3м} \approx \frac{U_n - U_{ост}}{n} \frac{n^2 R_3}{R_c + n^2 R_3},$$

где $n = W_c / W_a$ — коэффициент трансформации трансформатора. Этот перепад через конденсатор C поступает на затвор транзистора. Длительность формируемого импульса определяется спадом экспоненциального напряжения на затворе от уровня $U_{3м}$ до уровня U_0 : $t_{\phi} = R_c C \ln \times (U_{3м} / U_0)$. При больших $R_c = 300 \dots 800$ Ом время спада напряжения на стоке и в точке 2 может быть существенно меньше времени роста этого напряжения. В точке 2 отрицательный фронт имеет длительность $t_{\phi}^- \approx (C_{зс} + C_{сн} + C_{м})(U_c - U_{ост}) / S U_{3м}$.

Длительность положительного фронта определяется временем заряда общей емкости стока через резистор R_c : $t_{\phi}^+ \approx 2,2 R_c (C_{зс} + C_{сн} + C_{м})$.

При типовых $U_{ост} = 15$ В, $U_{п} = 40$ В, $U_0 = 0,83$ В, $C_{сн} = 2$ пФ, $C_{зс} = 0,4$ пФ, $S = 25$ мА/В, $C_{м} = 5$ пФ, $C = 30$ пФ, $n = 5$, $R_c = 600$ Ом и $R_a = 1,2$ кОм имеем $t_{\phi}^- = 1,4$ нс, $t_{\phi}^+ = 9,3$ нс и $t_{\pi} = 58$ нс. По осциллограммам рис. 5.13 можно определить экспериментальные значения $t_{\phi}^- = 1,6$ нс, $t_{\phi}^+ =$

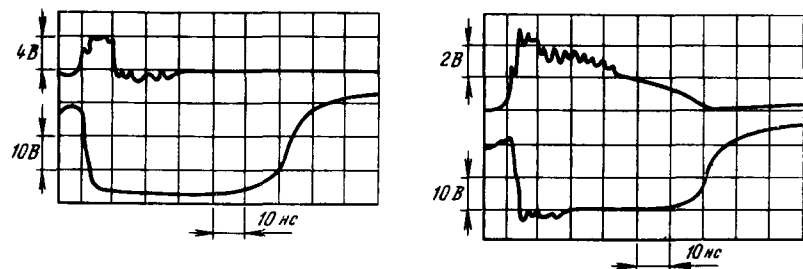


Рис. 5.13. Осциллограммы импульсов блокинг-генератора, приведенного на рис. 5.12

$= 11$ нс, $t_{\pi} = 60$ нс, что близко к расчетным значениям. Трансформатор блокинг-генератора выполнен на ферритовом кольце и имеет обмотки $W_c = 20$ витков и $W_a = 4$ витка проводом ПЭЛШО-0,15.

При запуске от источника с малым внутренним сопротивлением блокинг-генератор имеет малое время восстановления $t_{\phi} \ll t_{\pi}$, что обусловлено разрядом конденсатора C после обратного переключения (запирания транзистора) через диод $VD1$ и малое сопротивление источника запуска.

5.6. Рециркуляторы

Рециркуляторы являются генераторами с задержанной отрицательной или положительной обратной связью. Задержка осуществляется с помощью линий задержки с сосредоточенными (ЛЗСП) и распределенными (ЛЗРП) постоянными. Рециркуляторы по стабильности частоты повторения импульсов значительно (на 1...2 порядка) превосходят автоколебательные мультивибраторы. Они находят применение в качестве высокостабильных генераторов задающих и счетных импульсов, в хронофонах [105] с фиксированной частотой и др. Обычно рециркуляторы строятся на биполярных транзисторах. Однако низкое и нестабильное входное сопротивление последних ухудшает условия согласования с линией задержки, снижает стабильность частоты колебаний и часто вызывает необходимость в использовании согласующих импульсных трансформаторов, что усложняет схему и конструкцию рециркуляторов.

Рециркуляторы могут выполняться на ПТ, имеющих большое входное сопротивление, пренебрежимо мало нагружающее линию. Однако до сих пор такие рециркуляторы не применялись, так как маломощные ПТ имеют малую крутизну S_0 , затрудняющую выполнение условия возникновения колебаний

$$(0,5 \dots 1) S_0 \rho \geq 1, \quad (5.20)$$

где ρ — волновое сопротивление линии (50...150 Ом для коаксиальных кабелей), множитель 0,5 соответствует согласованию линии задержки рециркулятора с волновым сопротивлением ρ с двух сторон, множитель 1 — с одной стороны. Если $\rho = 75$ Ом, то условие (5.20) выполняется при $S \geq 13,3 \dots 26,6$ мА/В. Такую крутизну имеют все серийные мощные ПТ. С появлением этих приборов построение рециркуляторов на ПТ становится не только возможным, но и целесообразным. Их применение позволяет уменьшить длительность фронтов импульсов, повысить стабильность частоты, увеличить амплитуду выходных импульсов и повысить коэффициент использования питающего напряжения. При пониженном напряжении питания ПТ работают в облегченном режиме и не требуют применения радиаторов, что упрощает конструкцию рециркуляторов.

Основная схема рециркулятора на мощном МДП-транзисторе с задержанной отрицательной обратной связью и ЛЗРП (отрезок коаксиального кабеля), приведенная на рис. 5.14, может использоваться на частотах от

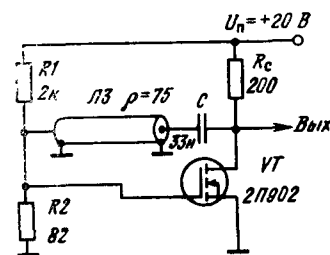


Рис. 5.14. Схема рециркулятора с задержанной ООС через отрезок коаксиального кабеля

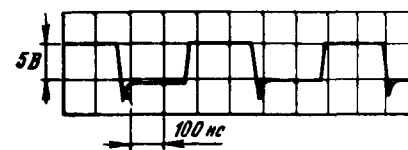


Рис. 5.15. Осциллограммы импульсов рециркулятора, приведенного на рис. 5.14, в одночастотном при $C_p = 3$ нФ и двухчастотном режимах генерации

единиц до десятков мегагерц. Так как мощные МДП-транзисторы имеют большое входное сопротивление, то они не нагружают дополнительно линию задержки нестабильным входным импедансом. Это повышает стабильность частоты $f_0 = 1/2t_a$, где t_a — время задержки линии ($t_a \approx 5$ нс на 1 м длины коаксиального кабеля).

Емкость разделительного конденсатора следует выбрать из условия $C \gg 2t_a/\rho$. При выполнении этого условия форма выходных импульсов близка к прямоугольной. При невыполнении данного условия уменьшение C вызывает спад вершины импульсов и возможно возникновение генерации на двух или более частотах, причем переход от одной частоты к другой может осуществляться синхронизацией рециркулятора колебаниями соответствующей частоты. При этом $f_0 = (2n+1)/2t_a$, где $n = 0, 1, 2, 3, \dots$. На рис. 5.15 приведены осциллограммы, иллюстрирующие работу рециркулятора в одночастотном режиме генерации. При $U_{п} = 20$ В потребляемый ток этой схемы составляет около 80 мА и почти линейно снижается при уменьшении $U_{п}$ вплоть до 3...5 В.

Рециркулятор с кабельной линией задержки позволяет получать время спада импульсов на стоке приблизительно до 10 нс. Зависимость частоты колебаний f_0 от напряжения питания $U_{п}$ и температуры T окружающей среды (гrelась схема без бухты кабеля), показанная на рис. 5.16, иллюстрирует слабое влияние на f_0 параметров схемы и транзистора. Уход частоты не превышает 1,7% при изменении $U_{п}$ в широких пределах (от 5 до 30 В) и 0,35% при изменении T от +20 до +80° С.

При частотах ниже нескольких мегагерц габариты ЛЗРП резко возрастают и целесообразно использовать рециркуляторы с ЛЗСП. Последние

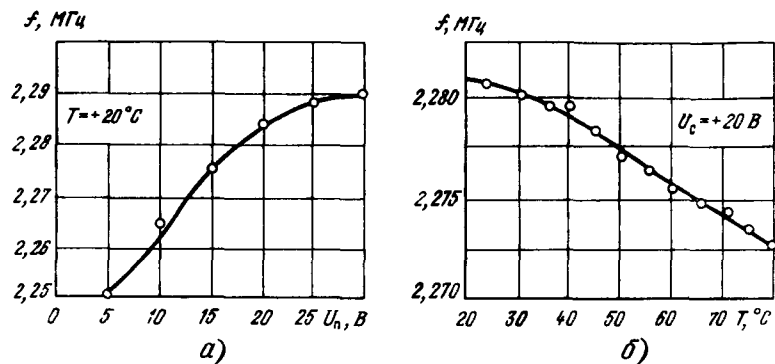


Рис. 5.16. Типичные зависимости частоты колебаний рециркулятора, приведенного на рис. 5.14, от напряжения питания U_n (а) и температуры T окружающей среды (б)

выполняются серийно на широкий диапазон времен задержки. У таких линий задержки волновое сопротивление, равное

$$\rho = \sqrt{\frac{L}{C}},$$

сравнительно велико (обычно сотни ом). Поэтому условие (5.20) легко выполняется при согласовании линии с обеих сторон. Такое согласование предпочтительно для получения хорошей формы выходных импульсов. Вносимая ЛЗСП задержка

$$t_3 = N \sqrt{LC},$$

где N — число секций линии (LC-ячеек). ЛЗСП имеют относительно узкую полосу частот пропускания. Длительность фронтов импульсов на выходе такой линии определяется из выражения [44]

$$t_n = 1,13 \sqrt[3]{N \sqrt{LC}}.$$

Схема рециркулятора с отрицательной обратной связью и ЛЗСП показана на рис. 5.17.

Вследствие работы транзистора в режиме усиления-ограничения крутизна фронта импульсов при отпираннии транзистора в $K_0 = S_0 \rho / 2$ раз превышает крутизну фронта импульсов на затворе. Поэтому ориентировочно время спада напряжения на стоке

$$t_{\phi}^- \approx t_n / K_0 = 2,16 \sqrt[3]{NC / S_0}.$$

При запираннии транзистора ток стока быстро (за время порядка t_{ϕ}^-) уменьшается. Однако время нарастания импульсов напряжения на стоке в основном определяется временем заряда общей выходной емкости цепи стока $C_0 = C + C_{зс} + C_{сн}$. Поэтому $t_{\phi}^+ \approx 2,2 C_0 \rho / 2 = 1,1 C_0 \rho$. Обычно t_{ϕ}^+ для линий с $\rho = 0,6 \dots 1,2$ кОм в несколько раз выше t_{ϕ}^- , но существенно меньше t_n .

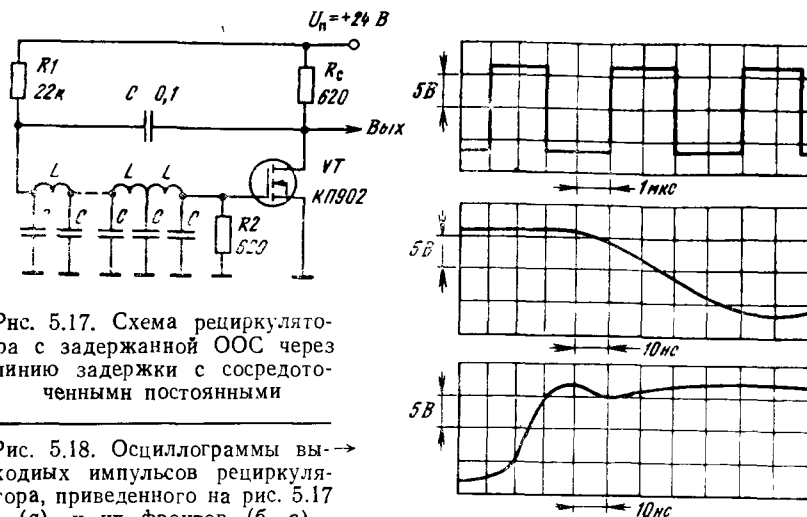


Рис. 5.17. Схема рециркулятора с задержанной ООС через линию задержки с сосредоточенными постоянными

Рис. 5.18. Осциллограммы выходных импульсов рециркулятора, приведенного на рис. 5.17 (а), и их фронтов (б, в)

Осциллограммы выходных импульсов и их фронта и спада для этого рециркулятора приведены на рис. 5.18. Зависимость частоты колебаний от U_n и T для данной схемы показаны на рис. 5.19 (нагревалась схема с ли-

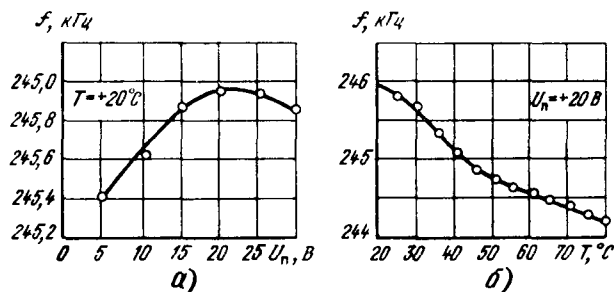


Рис. 5.19. Зависимость частоты генерации рециркулятора, приведенного на рис. 5.17, от напряжения питания U_n (а) и температуры (б)

нией задержки). Описанные схемы работоспособны в широком диапазоне изменения напряжения U_n от 3...5 В до 20...30 В. При $U_n = 20\text{ В}$ коэффициент использования напряжения питания U_n составляет 40% для рециркулятора (рис. 5.14) и порядка 63% для схемы рис. 5.17. Кратковременная нестабильность частоты составляет около 10^{-4} .

Рециркуляторы с положительной обратной связью выполняются на основе двухкаскадных усилителей. Частота автоколебаний у них $f_0 = n t_3$, где $n = 1, 2, 3$ и т. д. При $n = 1$ (одночастотный режим) она вдвое выше, чем у рециркулятора с отрицательной обратной связью. При одинаковых f_0 рециркулятор с положительной обратной связью требует применения линии с задержкой, в 2 раза большей, что, как правило, является недостатком (увеличиваются габаритные размеры линии). Достоинством рециркулятора с положительной обратной связью являются большее усиление усилителя и, как следствие, меньшая длительность фронтов.

На рис. 5.20 представлена схема рециркулятора с импульсной положительной обратной связью, свободная от отмеченного недостатка [105]. Она генерирует импульсы с частотой $f_0 = 1/4t_2$. Это достигается за счет включения линии в качестве накопительного элемента, времена заряда и разряда которого равны $2t_2$. При открытом VT1, VT2 закрыт и происходит заряд линии. При этом положительный импульс на резисторе R_3 поддерживает VT1 в

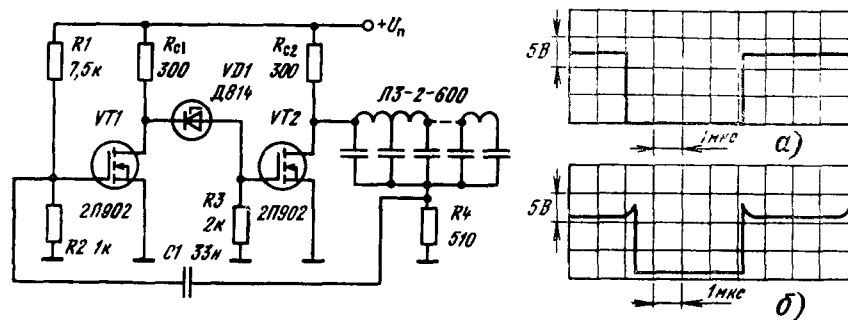


Рис. 5.20. Схема рециркулятора с импульсной положительной обратной связью

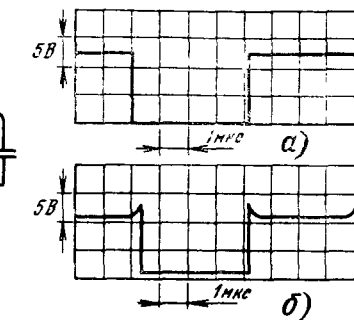


Рис. 5.21. Осциллограммы импульсов, снимаемых со стоков транзисторов схемы, приведенной на рис. 5.20: а — VT1; б — VT2

открытом состоянии. Спустя время $2t_2$ зарядный ток прекращается, что ведет к запиранию VT1 и открыванию VT2. Линия начинает разряжаться через VT2 и резистор R_4 . Напряжение на R_4 при этом имеет отрицательную полярность (в целом импульсы на R_3 имеют вид меандра, симметричного относительно нулевой линии). Спустя время $2t_2$ заканчивается разряд линии и происходит новое переключение (и т. д.).

Для мягкого режима возникновения колебаний у рециркуляторов необходимо выбрать рабочую точку транзисторов на линейном участке передаточной характеристики транзисторов. С этой целью в описанной схеме на затвор подается напряжение смещения, снимаемое с делителя R_1R_2 . В схеме осуществлена гальваническая связь между стоком VT1 и затвором VT2 через стабилитрон, устраняющий относительно высокое остаточное напряжение VT1. Достоинством этого генератора является также строгое равенство полупериодов колебаний по длительности, хорошая форма импульсов на стоке первого транзистора, большая амплитуда импульсов на сравнительно малом (300 Ом) сопротивлении в цепи стока и малое (десятки наносекунд) время нарастания импульсов (рис. 5.21). Следует отметить, что описанные рециркуляторы практически не критичны к настройке и выбору напряжения питания U_n .

5.7. Генераторы прямоугольных импульсов с линиями задержки

Для формирования прямоугольных импульсов со стабильной длительностью целесообразно использовать регенеративные схемы, стабилизированные линиями задержки. Схема такого генератора импульсов наносекундной длительности приведена на рис. 5.22. В исходном состоянии VT1 открыт, а VT2 закрыт. Режим их работы выбран так, что петлевое усиление меньше 1, поэтому исходное состояние стабильно.

При поступлении через диод VD3 запускающего импульса на затвор VT2 последний открывается и начинается разряд ранее заряженной накопительной линии с распределенными постоянными через него и резистор R_6 .

Сопротивление R_6 должно удовлетворять условию $R_6 + R_{сн\text{ вкл}} \leq \rho$, где $R_{сн\text{ вкл}} \approx 1/S$ — сопротивление канала включенного VT2. При $\rho = 75$ Ом это условие легко выполняется при использовании VT2 типа КП901 или КП907.

Отрицательный импульс, возникающий при разряде линии на резисторе R_6 , через конденсатор C_1 и диод VD1 поступает на затвор VT1 и запирает его. Процесс переключения транзисторов имеет регенеративный характер, так как при их работе в линейном режиме петлевое усиление существенно выше 1.

Длительность импульса определяется временем разряда линии $t_{\text{н}} = 2t_2$. После разряда линии напряжение падает, VT1 отпирается, VT2 запирается. Этот процесс также является регенеративным. Стадия восстановления характеризуется зарядом линии через резистор R_5 и открывшийся диод VD4. Время восстановления $t_2 = 2t_2$. Осциллограммы импульсов на стоках VT1 и VT2 представлены на рис. 5.23.

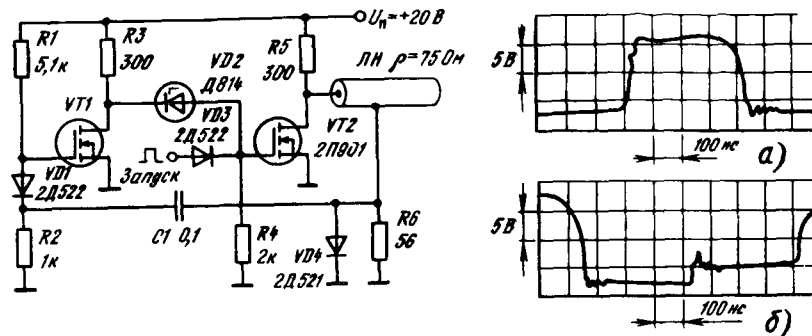


Рис. 5.22. Ждущий генератор с длительностью импульса, заданной отрезком коаксиального кабеля

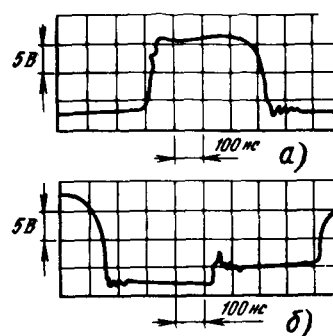


Рис. 5.23. Осциллограммы импульсов на стоке транзисторов VT1 (а) и VT2 (б) рис. 5.22

Для формирования импульсов микросекундной длительности целесообразно применять генераторы с накопительной линией с сосредоточенными параметрами. Работа генератора (рис. 5.24) ничем не отличается от ранее рассмотренной.

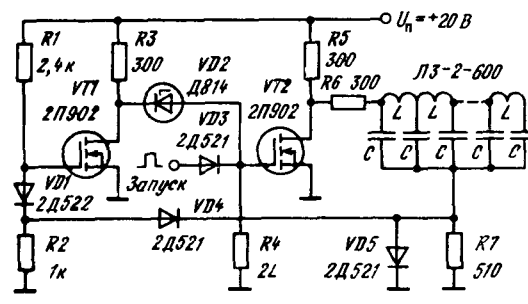


Рис. 5.24. Ждущий генератор с длительностью импульса, заданной линией с сосредоточенными параметрами

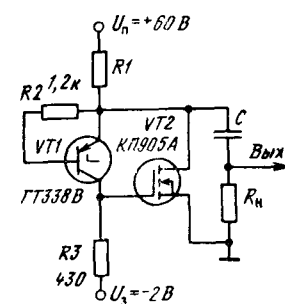


Рис. 5.25. Автоколебательный емкостной релаксатор на основе двухполюсника с лавинным и мощным МДП-транзистором

Описанные схемы являются функциональными аналогами хорошо известных схем релаксаторов с накопительными линиями и разрядными устройствами на приборах с S-образной ВАХ (тиристорах, лавинных транзисторах [52]). Однако в отличие от них они используют не негатроны, а работающие в ключевом режиме транзисторы. Это обеспечивает существенное повышение стабильности амплитуды импульсов и уменьшение их времен нарастания и спада (т. е. в конечном счете улучшение формы импульсов).

5.8. Генераторы наносекундных импульсов на лавинных и мощных полевых транзисторах

Генераторы прямоугольных наносекундных импульсов на лавинных транзисторах просты схемотехнически и формируют импульсы с временем нарастания до 1 нс [52]. Однако амплитуда импульсов, их длительность и частота повторения ограничены импульсным перегревом структуры и малой средней мощностью рассеивания (100 мВт для серийного лавинного транзистора ГТ338). Кроме того, для получения импульсов амплитудой около 10 В на нагрузке 50 Ом необходимо использовать относительно высоковольтные лавинные транзисторы ГТ338Б с напряжением лавинного пробоя $U_M = 50 \dots 75$ В, что ведет к увеличению необходимого питающего напряжения до 100...150 В.

Указанные недостатки могут быть устранены при комбинации маломощных транзисторов ГТ338В с $U_M = 25 \dots 30$ В с мощными ПТ. На рис 5.25 [106] показана схема автоколебательного релаксатора на основе двухполюсника с лавинным и мощным МДП-транзистором. Такой двухполюсник имеет S-образную вольт-амперную характеристику, причем напряжение включения его задается напряжением включения $U_B \approx U_M$ лавинного транзистора. При $U_3 = 0$ ток включения $I_{вкл} = I_B + I_{C нач}$, где I_B — ток включения лавинного транзистора, $I_{C нач}$ — начальный ток стока МДП-транзистора. Для уменьшения $I_{C нач}$ целесообразно запирают МДП-транзистор в паузах между импульсами, для чего и включается источник смещения $E_3 < 0$.

При включении лавинного транзистора происходит разряд конденсатора C через резистор R_3 и на затворе VT2 формируется импульс, амплитуда которого достигает значения $U_n \approx U_B' - U_B = 15 \dots 20$ В. Этот импульс открывает VT2, что существенно увеличивает ток разряда конденсатора C . Следует отметить, что через лавинный транзистор протекает очень кратковременный (до 1...2 нс) импульс большого тока, обеспечивающий быстрый заряд входной емкости $C_{зл}$ МДП-транзистора. Затем ток быстро уменьшается до уровня около $(U_B' - U_B)/R_3$, ограниченного сопротивлением R_3 , и далее относительно медленно падает по мере разряда конденсатора C . Таким образом в генераторе облегчен энергетический режим работы лавинного транзистора.

На рис 5.26 приведены осциллограммы семейств выходных импульсов релаксатора, снятые при различных номиналах C . Из них видно, что при $C = 150$ пФ амплитуда импульсов на нагрузке 500 Ом достигает 10 В за $t_{ф} = 1$ нс. Заметим, что релаксатор только на лавинном транзисторе ГТ338В при такой емкости формирует импульсы с меньшей амплитудой и $t_{ф} = 2 \dots 3$ нс. Уменьшение времени нарастания при использовании МДП-транзистора обусловлено его работой в резко нелинейном (ключевом) режиме и малыми значениями паразитных емкостей.

Схема генератора прямоугольных импульсов на основе описанного двухполюсника показана на рис 5.27. Вместо накопительного конденсатора в нем применена накопительная линия с распределенными параметрами (отрезок коаксиального кабеля с высоким сопротивлением 75 Ом). Как видно из рис. 5.28, выходной импульс имеет времена нарастания и спада около 1 нс при амплитуде порядка 3,5 В ($R_n = 25$ Ом).

Частота повторения импульсов в описанных схемах задается постоянной времен заряд C или линии через резистор R_2 . Генераторы устойчиво

работали при снижении R_2 до 1,5...2 кОм, что в релаксаторах на одном лавинном транзисторе недопустимо из-за их чрезмерного перегрева. Частота повторения импульсов определяется известным выражением $f \approx [R_2 C \ln(U_n/(U_n - U_B'))]^{-1}$, где для схемы рис. 5.27 емкость C есть полная емкость накопительной линии.

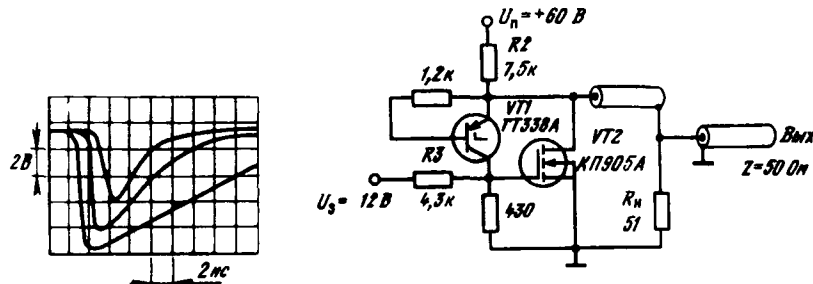


Рис. 5.26. Осциллограммы импульсов, формируемых релаксатором, приведенным на рис 5.25, при $C = 27, 62$ и 150 пФ

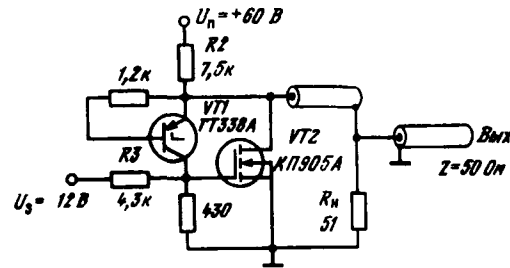


Рис. 5.27. Релаксатор с накопительной линией на основе двухполюсника с лавинным и мощным МДП-транзистором

В рассмотренных схемах затруднена плавная регулировка амплитуды выходных импульсов и, кроме того, в схеме с накопительной линией желательна точное согласование линии с нагрузкой для устранения отражений в линиях, искажающих форму импульсов. Это повышает критичность генераторов к настройке. Отмеченные недостатки можно устранить, комбинируя задающий генератор на лавинном транзисторе с ключом на мощном МДП-транзисторе. При этом ключ используется как быстродействующий усилитель-ограничитель. Он существенно улучшает равномерность вершины импульсов, развязывает нагрузку от задающего генератора и повышает нагрузочную способность генератора.

На рис 5.29 показана схема генератора с плавно регулируемой амплитудой импульса, которая достигается изменением напряжения питания U_n .

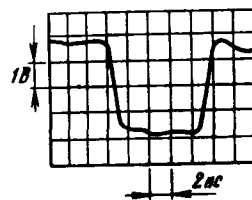


Рис 5.28 Осциллограмма импульса, формируемого релаксатором, приведенным на рис 5.27

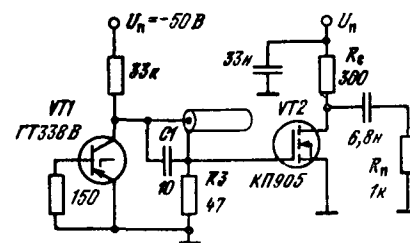


Рис 5.29 Генератор прямоугольных импульсов с запуском ключа на мощном полевом транзисторе от релаксатора на лавинном транзисторе с накопительной линией

ключа на мощном МДП-транзисторе. Длительность импульса равна двум временам задержки накопительной линии НЛ (коаксиальный кабель с волновым сопротивлением 75 Ом и задержкой около 5 нс/м). На рис. 5.30 показаны осциллограммы выходных импульсов при различных значениях U_n . Плавное изменение U_n от 5 до 30 В, можно плавно менять амплитуду им-

пульсов приблизительно от 3...4 до 25 В. При этом длительность и время нарастания импульсов практически не меняются.

Благодаря ограничению вершины входных импульсов ключом при фиксированной амплитуде выходных импульсов можно использовать более про-

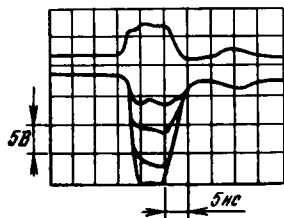


Рис. 5.30. Осциллограммы схемы, приведенной на рис. 5.29, иллюстрирующие возможности электронной регулировки амплитуды импульсов

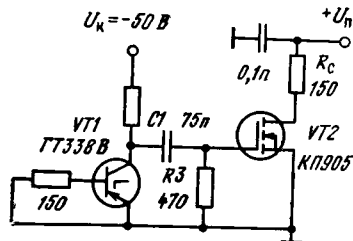


Рис. 5.31. Генератор импульсов на базе ключа на мощном МДП-транзисторе и емкостного релаксатора на лавинном транзисторе

стую схему (рис. 5.31). В этой схеме емкостной релаксатор на лавинном транзисторе формирует (при разряде $C1$ через лавинный транзистор и $R3$) на затворе МДП-транзистора импульс амплитудой до 20...25 В с коротким (порядка 1 нс) фронтом и экспоненциальным спадом. Ключ на МДП-транзисторе среза-ет экспоненциальную вершину импульса, что позволяет получать на выходе импульс с плоской вершиной. Длительность импульса задается постоянной времени $C1R3$. Осциллограммы импульсов показаны на рис. 5.32.

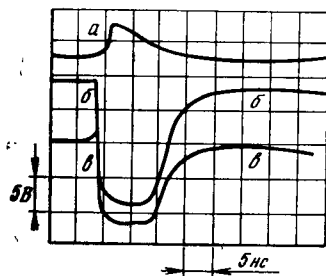


Рис. 5.32. Осциллограммы импульсов генератора, приведенного на рис. 5.31 на затворе $VT2$ (а) и стоке при $U_n=30$ В (б) и 20 В (в)

пульсов тока до 1...2 А при $R_n=10...30$ Ом и времени переключения 0,5...1 нс.

5.9. Генераторы импульсов с широким спектром

Одним из применений импульсов малой длительности является создание сетки (спектра) частот $n f_1$, пропорциональных частоте повторения импульсов f_1 . Частота f_1 обычно стабилизируется кварцем, что позволяет создавать сетку высокостабильных частот, применяемую в синтезаторах частот, калибраторах радиоприемников и передатчиков.

Спектральная плотность импульсов $u(t)$

$$S(\omega) = \int_0^t u(t) \exp(i\omega t) dt$$

для угловых частот $\omega = 2\pi f \ll 1/t_n$ оказывается практически постоянной и равной вольт-секундной площади импульсов S_n длительностью по основанию t_n .

При $t_n = 2,5$ нс имеем $f \leq 63,7$ МГц, т. е. для получения равномерного спектра гармоник в диапазонах КВ и УКВ нужны импульсы длительностью единицы наносекунд и менее. При амплитуде импульсов 20 В, $S_n = 10$ В нс и $f_1 = 100$ кГц амплитуда гармоник составляет 2 мВ, что достаточно для калибровки радиоприемных устройств ДВ, СВ и КВ диапазонов.

На рис. 5.33 представлена схема генератора, формирующего субнапо-

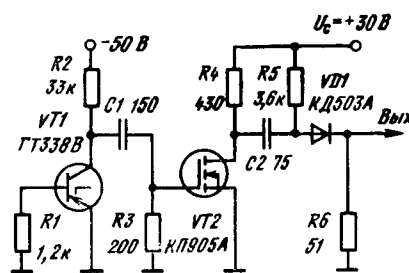


Рис. 5.33. Генератор субнапо- ных импульсов с широким спектром гармоник

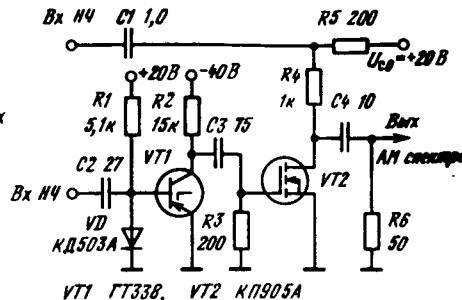


Рис. 5.34. Генератор спектра гармоник с амплитудной модуляцией

секундные импульсы с активной длительностью около 0,7 нс при амплитуде 4,5 В на нагрузке 50 Ом. Спектр импульсов равномерен до частот выше 200 МГц. Генератор содержит релаксатор на лавинном транзисторе, ключ на мощном СВЧ МДП-транзисторе и формирователь на диоде с накоплением заряда $VD1$. Для стабилизации частот спектра генератор на $VT1$ надо запускать или синхронизировать импульсами, полученными от генератора с кварцевой стабилизацией.

Как отмечалось (см. рис. 5.29), генераторы импульсов на основе ключа на мощном МДП-транзисторе обеспечивают возможность регулировки амплитуды импульсов изменением напряжения U_c . Это позволяет создавать генераторы амплитудно-модулированного спектра [109] (рис. 5.34). В таком генераторе амплитудная модуляция одновременно всех частот спектра достигается изменением напряжения $U_c(t) = U_{c0} + U_m \sin(2\pi \Omega t)$ по синусоидальному закону с частотой Ω и глубиной модуляции $m \approx U_m / (U_{c0} - U_{cст})$, где U_m — амплитуда переменной составляющей напряжения модуляции. Генератор на лавинном транзисторе запускается с частотой f_1 (обычно 10...100 кГц). Гармоники генератора легко воспринимаются любым радиоприемником ДВ-, СВ- и КВ-диапазонов, принимающим сигналы с амплитудной модуляцией.

5.10. Релаксационные генераторы на Λ -диодах и транзисторах

Описанные в § 3.9 устройства на Λ -диодах и транзисторах могут использоваться для построения генераторов релаксационных колебаний микро-секундного диапазона длительностей и выше.

Теория негatronов с Λ или N-образными ВАХ [80] показывает, что релаксаторы на них должны иметь индуктивный накопитель энергии. На рис. 5.35, а представлена типовая схема генератора на Λ -диоде. В зависимости от режима работы она может выполнять функции как LC-генератора синусоидальных колебаний, так и релаксатора.

Для автоколебательного режима работы линия нагрузки резистора R должна пересекать ВАХ в одной точке на падающем участке. Детальный анализ подобной схемы (рис. 5.35, б) описан в [80]. Согласно ему при

$\sigma/4 - p < 0$ в схеме возникают гармонические колебания, а при $\sigma/4 - p > 0$ — релаксационные. Здесь $\sigma = r/L - 1/(R_{\Lambda}C')$ и $p = (1+r/R_{\Lambda})/LC'$, где R_{Λ} — диф-

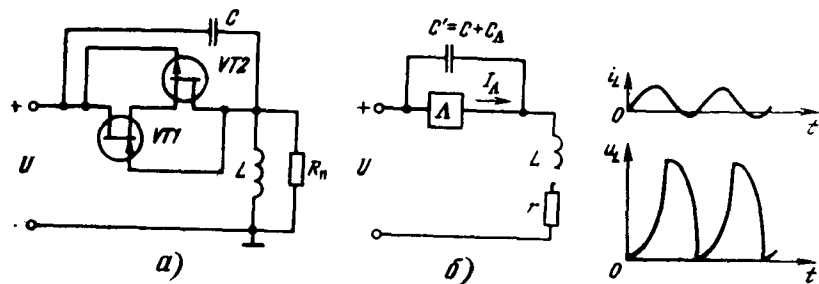


Рис. 5.35 Генератор на Λ -диоде (а) и его электрическая модель (б)

Рис. 5.36. Форма колебаний генератора, приведенного на рис. 5.35, а, в режиме генерации релаксационных колебаний

ференциальное сопротивление Λ -диода в рабочей точке. Предельная частота генерируемых синусоидальных колебаний $f_{\text{пред}} = Q/(2\pi C_{\Lambda}|R_{\Lambda}|)$, где Q — добротность контура (при $Q = 100$ она достигает 400 МГц).

В режиме релаксационных колебаний (рис. 5.36) их форма сильно отличается от синусоидальной. К сожалению, далека она и от прямоугольной. Кроме того, при низких частотах габаритные размеры и масса катушки индуктивности L оказываются большими, а реализация индуктивности в микроэлектронном исполнении затруднительна (и даже невозможна).

В связи с этим особый интерес представляет релаксатор на рис. 5.37, а, предложенный в [110, 111] и использующий времязадающий конденсатор, а не катушку индуктивности. Работа релаксатора основана на динамическом изменении формы Λ -образной ВАХ при изменении напряжения на конденсаторе C .

Допустим, при $u_6 = 0$ и $t = 0$ ВАХ имеет вид кривой А на рис. 5.37, б. Линия нагрузки резистора ($R_1 \ll R_2$) должна выбираться так, чтобы она проходила выше ВАХ. Тогда после включения схемы произойдет ее переключение в точку 1 и напряжение в точке а станет равным U_n . Начнется стадия заряда C (рис. 5.37, в). В ходе заряда C управляющее напряжение $U_y = u_6(t)$ растет по экспоненциальному закону с постоянной времени $C(R_1 + R_2)$. Одновременно меняется форма ВАХ (растет ток пика и ширина ВАХ). Так продолжается до тех пор, пока ВАХ не примет вид кривой В, при котором точка 2 теряет устойчивость. При этом напряжение в точке а скачком падает со значения U_1 до $U_{\text{ост}}$ (точка 3). Устройство переключается в новую медленную стадию — разряд C .

Разряд C происходит через резистор R_2 с постоянной времени CR_2 . При этом ток пика I_n ВАХ уменьшается, а ВАХ сужается, пока не займет другое критическое положение В'. При этом на этой стадии точка 3 переходит в положение 4, которое неустойчиво. В результате схема переключается вновь в положение 1, начинается заряд C и цикл колебаний повторяется (рис. 5.37, в). Считая сопротивление включенного Λ -транзистора малым для времен заряда и разряда C медленных стадий, можно получить выражения

$$t_3 = C(R_2 + R_1) \ln \frac{U_{32} - U_n}{U_{31} - U_n}, \quad t_p \approx CR_2 \ln \frac{U_{31}}{U_{32}},$$

где U_{31} и U_{32} — пороговые напряжения на затворе VT1 при переключении.

Быстрые стадии (регенеративного переключения) описывались в § 3.9 (см. рис. 3.46). Генератор обеспечивает получение в точке а практически

прямоугольных импульсов с $t_3 \approx t_p$. Амплитуда импульсов $U_n - U_{\text{ост}} \approx U_n$ и достаточна для запуска ключей на мощных МДП-транзисторах. Таким образом, данный релаксатор лишен главных недостатков индуктивного релаксатора, приведенного на рис. 5.35, а. Он может применяться как в микро-

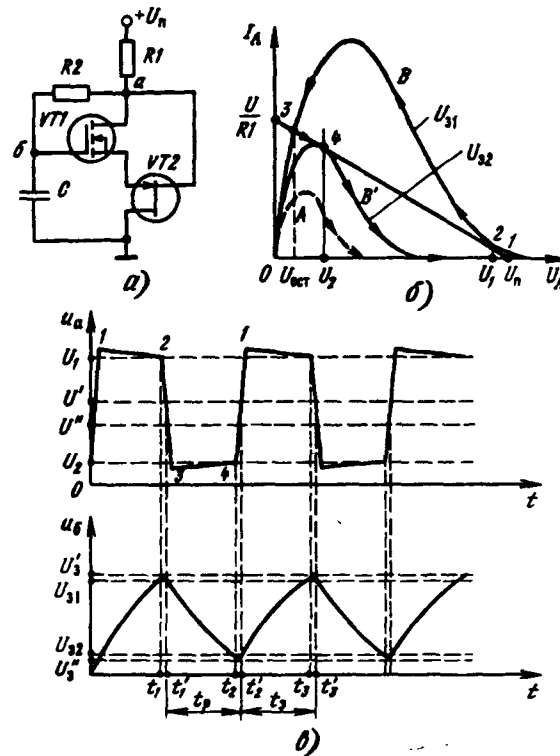


Рис. 5.37. Емкостной релаксатор на приборе с управляемой Λ -образной ВАХ (а), построение рабочих точек (б) и форма генерируемых колебаний (в)

секундном диапазоне времен t_3 и t_p , так и в милли- и секундном диапазонах. Поскольку входные токи VT1 ничтожно малы, величину R можно выбирать очень большой (до единиц и десятков мегаом). Поэтому при генерации даже низкочастотных колебаний величина C может быть малой, а габаритные размеры и масса конденсатора небольшими.

Глава 6.

Импульсные и широкополосные усилители

6.1. Общие сведения об импульсных и широкополосных усилителях

Импульсные усилители предназначены для усиления импульсных сигналов, которые могут иметь прямоугольную, трапецеидальную, экспоненциальную или другую форму. Импульсные усилители по принципу действия делятся на линейные и нелинейные. В линейных импульсных усилителях

форма импульсов воспроизводится с минимальными искажениями, а в нелинейных форма импульсов преднамеренно искажается для их преобразования либо по амплитуде, либо по длительности, либо одновременно по этим двум параметрам.

Частотный спектр импульсных сигналов очень широк и простирается от единиц герц до десятков гигагерц. Поэтому усилители импульсных сигналов должны быть широкополосными. Наличие реактивных элементов (емкостей и индуктивностей) в схеме усилителя приводит к тому, что его усиление зависит от частоты входного сигнала. Поэтому коэффициент усиления по напряжению является комплексной величиной.

Линейные искажения усилителей можно оценить, зная искажения синусоидального сигнала, так как всякий сигнал иной формы можно разложить на гармонические составляющие, пользуясь рядом Фурье (для периодических сигналов) или интегралом Фурье (для непериодических сигналов).

Коэффициент усиления усилителя по напряжению при синусоидальном сигнале с круговой частотой ω в комплексной форме определяется выражением

$$\dot{K}_U = K_U(\omega) \exp[i\varphi(\omega)].$$

Годограф вектора комплексного коэффициента усиления, т. е. кривая, описываемая концом радиус-вектора K при изменении частоты от 0 до ∞ , называется амплитудно-фазовой характеристикой. Таким образом, при помощи годографа можно одновременно установить зависимость усиления и фазового сдвига от частоты. Более четкое представление о характере и величине линейных искажений дает раздельное рассмотрение амплитудно-частотной $K_U = f(\omega)$ (АЧХ) и фазочастотной $\varphi = f(\omega)$ характеристик. Примерный вид характеристик показан на рис. 6.1.

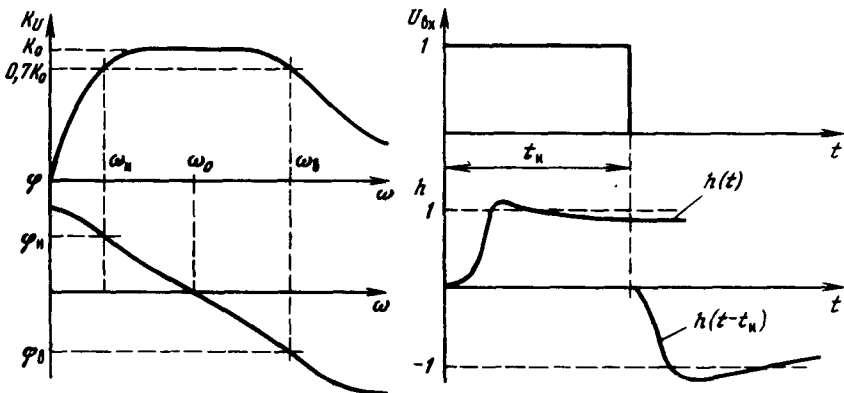
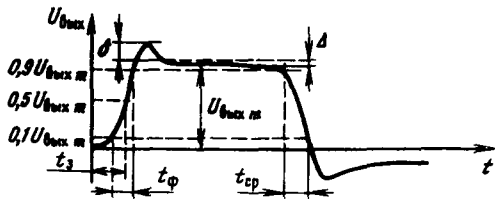


Рис. 6.1. Амплитудно- и фазочастотная характеристики усилителя

Рис. 6.2. Переходные характеристики усилителя



Для количественной оценки частотных искажений вводится понятие граничной частоты. Это частота, при которой модуль $K(\omega)$ уменьшается до значения $K_0/\sqrt{2}$. При этом различают нижнюю граничную частоту ω_n и верхнюю ω_b . Разность частот $\Delta\omega = \omega_b - \omega_n$ называется полосой пропускания усилителя. Круговая частота связана с линейной: $\omega = 2\pi f$.

Для оценки линейных искажений, возникающих при передаче импульсных сигналов, удобно использовать переходную характеристику усилителя. Переходная характеристика $h(t)$ — это реакция усилителя на идеальный перепад (ступеньку) входного напряжения. Разность двух переходных характеристик, сдвинутых во времени на длительность импульса t_n , дает форму выходного импульса усилителя (рис. 6.2). При этом пользуются понятиями искажений в области малых времен (искажения фронтов) и в области больших времен (искажения вершины импульсов). В соответствии с этим используются следующие импульсные параметры усилителей: t_Φ — длительность фронта, определяемая временем нарастания сигнала от уровня 0,1 до уровня 0,9 своего установившегося значения (иногда этот параметр также называют временем установления усилителя); t_n — время задержки, определяемое от момента появления сигнала на входе усилителя до момента достижения половины стационарного значения выходного напряжения (иногда до достижения 0,1 уровня стационарного значения); $t_{ср}$ — длительность среза, определяемая временем спада сигнала от уровня 0,9 до уровня 0,1 своего стационарного значения; δ -выброс — относительная разность между максимальным значением выходного сигнала в области малых времен и его установившимся значением; Δ -спад (подъем) вершины импульса — относительная разность между установившимся значением выходного сигнала в области больших времен и его текущим значением.

В линейных усилителях амплитудно-, фазочастотная и переходная характеристики жестко связаны между собой. Воспользуемся известным из теории линейных электрических цепей интегралом Дюамеля, записанным в виде

$$u_2(t) = h(0)u_1(t) + \int_0^t h'(t)u_1(t-\tau)d\tau,$$

где $u_2(t)$ — напряжение на выходе усилителя; $u_1(t)$ — напряжение на его входе; $h(t)$ — переходная характеристика усилителя; $h(0)$ — значение переходной характеристики при $t=0$; $h'(t)$ — производная функции $h(t)$.

Пусть $u_1 = 1 \cdot \exp(i\omega t)$, тогда

$$u_2(t) = \left[h(0) + \int_0^t h'(\tau) \exp(-i\omega\tau) d\tau \right] \exp(i\omega t) = A(t) \exp(i\omega t).$$

Если на вход усилителя подать гармоническое колебание определенной частоты с амплитудой, равной единице, то на выходе получим напряжение той же частоты с амплитудой, изменяющейся во времени по закону

$$A(t) = h(0) + \int_0^t h'(\tau) \exp(-i\omega\tau) d\tau.$$

Положив в этом выражении $t = \infty$, получим установившееся значение амплитуды на выходе, которое численно равно коэффициенту передачи (усиления)

$$K(i\omega) = h(0) + \int_0^\infty h'(\tau) \exp(-i\omega\tau) d\tau. \quad (6.1)$$

Эта формула устанавливает связь между коэффициентом передачи и переходной характеристикой. Отсюда можно определить значение коэффициента передачи при $\omega=0$ и $\omega=\infty$

$$K(0) = h(0) + \int_0^\infty h'(\tau) d\tau = h(\infty); \quad K(\infty) = h(0). \quad (6.2); (6.3)$$

Выражения (6.1)–(6.3) показывают, что переходная характеристика импульсного усилителя однозначно определяется его частотными свойствами.

Характеристики усилителя в области низких частот отражают поведение усилителя в области больших времен, т. е. определяют форму плоской вершины импульса, а характеристики усилителя в области высоких частот — поведение усилителя в области малых времен, т. е. определяют длительность фронта и среза импульсов. Чем шире полоса пропускания в сторону высоких частот, тем точнее воспроизводится фронт сигнала и уменьшаются искажения в области малых времен. При расширении полосы пропускания в сторону низких частот усилитель лучше воспроизводит плоскую вершину импульса, т. е. уменьшаются искажения в области больших времен.

Для широкополосного усиления обычно используют резисторные каскады, так как они имеют наилучшие частотные, фазовые и переходные характеристики. Для расширения усиливаемой каскадом полосы частот, изменения формы частотной и переходной характеристик в широкополосных импульсных усилителях используют дополнительные корректирующие цепи.

6.2. Элементарные каскады усилителей

Основными типами каскадов на мощных ПТ являются каскады с общим истоком и общим стоком (истоковый повторитель).

Каскад с общим затвором на мощных ПТ обладает очень низким входным сопротивлением ($R_{вх} \approx 1/S$). Самостоятельного применения такой каскад почти не находит и используется в сложных схемах усилителей. Его основное достоинство — устранение обратной связи через проходную емкость.

Каскад с общим истоком приведен на рис. 6.3. Расчет каскада по посто-

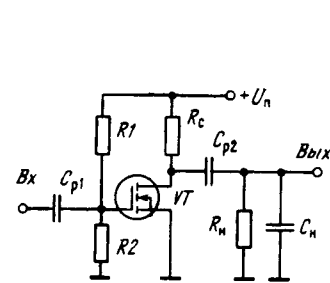


Рис. 6.3. Схема каскада с общим истоком на мощном полевом транзисторе

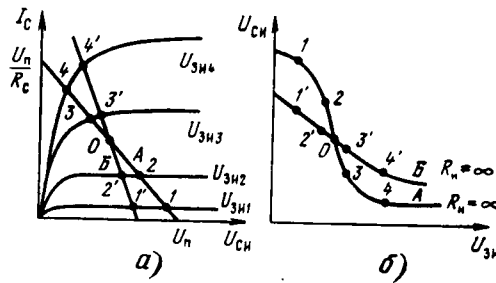


Рис. 6.4. Семейство выходных ВАХ (а) и передаточные характеристики полевого транзистора (б)

яному току можно выполнить графоаналитическим методом следующим образом.

На семействе выходных ВАХ полевого транзистора строится линия нагрузки по постоянному току (А) (рис. 6.4, а), которая проводится через точки с координатами $(U_n/R_c, 0)$ и $(0, U_n)$ и соответствует уравнению $U_c = U_n - I_c R_c$. При $R_n = \infty$ эта прямая одновременно является и линией нагрузки по переменному току. Перенеся значения U_c и U_3 в точках пересечения линии нагрузки с ВАХ на график рис. 6.4, б, получим передаточную характеристику каскада А, с помощью которой выбирается начальное смещение на затворе (точка 0).

Если усилитель должен усиливать синусоидальные сигналы или разнополярные импульсы, то точку 0 следует выбирать на середине передаточной характеристики. При усилении однополярных импульсов эту точку можно сдвигать к пологим участкам передаточной характеристики, что увеличивает максимальную амплитуду выходных импульсов определенной полярности. При усилении положительных импульсов точка 0 смещается вверх, а отрицательных — вниз.

При $R_n \neq \infty$ через точку 0 (рис. 6.4, а) проводят линию нагрузки по переменному току В, наклон которой определяется эквивалентным сопротивлением по переменному току $R_{с\sim} = R_c R_n / (R_c + R_n)$. Точки 1'—4' (рис. 6.4, а) пересечения ее с ВАХ переносятся на рис. 6.4, б. В результате получается передаточная характеристика Б. Отрицательный наклон кривой Б говорит об инвертировании на 180° фазы входного сигнала или инвертировании полярности входных импульсов.

Делитель $R1R2$ выбирается исходя из условий

$$U_{30} = U_n R_2 / (R_1 + R_2); R_{вх} = R_1 R_2 / (R_1 + R_2);$$

$$R_{вх} I_{3y} \ll U_{30},$$

где U_{30} — начальное смещение на затворе; I_{3y} — ток утечки затвора.

Для ориентировочной оценки возможностей каскада в области средних частот можно использовать следующие параметры:

$$\text{коэффициент усиления по напряжению } K_0 \approx S_0 R_c R_n / (R_c + R_n);$$

$$\text{выходное сопротивление } R_{вых} \approx R_c;$$

$$\text{входную емкость } C_{вх} = C_{зв} + C_{ас}(1 + K_0).$$

Как известно [112], коэффициенты усиления такого каскада в области высоких и низких частот определяются следующими выражениями:

$$\dot{K}_в(i\omega) = \frac{K_0}{1 + i\omega\tau_в}; \quad \dot{K}_н(i\omega) = \frac{K_0}{1 + i/\omega\tau_н}, \quad (6.4)$$

где $\tau_в = C_0 R_{с\sim} = (C_{зс} + C_{сн} + C_n) R_{с\sim}$; $\tau_{н2} = C_{р2} (R_c + R_n)$; $\tau_{н1} = C_{р1} R_{вх}$

называются постоянными времени высоких и низких частот. Эти выражения получены в предположении, что сопротивление входного источника сигнала $R_r = 0$.

При этом граничные частоты каскада

$$f_{н1} = 1/2\pi\tau_{н1}; \quad f_{н2} = 1/2\pi\tau_{н2};$$

$$f_в = 1/2\pi\tau_в.$$

На практике целесообразно задаваться коэффициентами частотных искажений на заданной частоте f_1 или f_2 : $M(f) = K_0/K(f)$. Тогда граничная частота для области низких частот $f_н = f_1/\sqrt{M_{н1}^2 - 1}$, а для области высоких частот $f_в = f_2/\sqrt{M_{в2}^2 - 1}$.

По значениям $f_{н1}$, $f_{н2}$, $f_в$ находят $\tau_{н1}$, $\tau_{н2}$, $\tau_в$, а затем определяют $C_{р1}$, $C_{р2}$, C_0 либо $R_{с\sim}$ и $R_{вх}$.

При усилении импульсных сигналов их искажения в резисторном каскаде оценивают с помощью переходных характеристик в области малых и больших времен, описывающих реакцию усилителя на единичный перепад входного сигнала.

Представим из (6.4) коэффициент передачи каскада в области высоких частот в операторном виде, полагая $p \rightarrow i\omega$: $K_в(p) = K_0/(1 + p\tau_в)$. Учитывая, что переходная характеристика $h_в(t)$ представляет собой выходное напряжение при подаче на вход единичной функции $1(t)$, запишем связь между $h_в(t)$ и коэффициентом передачи в операторной форме: $H(p) = K_в(p)L[1(t)]$, где $H(p)$ — операторная запись переходной характеристики; $L[1(t)] = 1/p$ — прямое преобразование Лапласа от единичной функции. Переходя к оригиналу, получаем выражение для переходной характеристики $h_в(t) = L^{-1}[K(p)/p]$.

Используя таблицу перехода от изображений к оригиналу, получим $h_в(t) = K_0[1 - \exp(-t/\tau_в)]$. Нормированная переходная характеристика имеет вид $h_в^*(t) = 1 - \exp(-t/\tau_в)$. Отсюда $t = -\tau_в \ln[1 - h_в^*(t)]$. Тогда $t_3 = -\tau_в \ln(1 - 0,5) \approx 0,69\tau_в$; $t_\phi = -\tau_в [\ln(1 - 0,9) - \ln(1 - 0,1)] \approx 2,2\tau_в$.

Так как на границе полосы пропускания $\tau_в = 1/\omega_в$,

$$t_3 = 0,69\tau_в = 0,69/\omega_в = 0,11/f_в; \quad t_\phi = 2,2\tau_в = 2,2/\omega_в = 0,35/f_в.$$

Анализ величин t_n и t_{ϕ} показывает, что уменьшение постоянной времени τ_n (или увеличение f_n) уменьшает длительность фронта и время задержки. Операторное выражение для коэффициента передачи каскада в области низких частот имеет вид $K_n(p) = K_0 \tau_n / (1 + p \tau_n)$.

Определив оригинал для $K_n(p)$, получим переходную характеристику каскада в области больших времен $h_n(t) = K_0 \exp(-t/\tau_n)$. Нормированная переходная характеристика получается делением $h(t)$ на K_0 : $h_n^*(t) = \exp(-t/\tau_n)$.

Отсюда искажения при передаче вершины импульса $\Delta = 1 - h^*(t) = 1 - \exp(-t/\tau_n)$ или

$$t = \tau_n \ln[1/(1-\Delta)]. \quad (6.5)$$

Подставив в (6.5) $t = t_n$, можно определить или искажения в конце действия импульса длительностью t_n , или максимальную длительность импульса при заданном искажении. С учетом искажений импульсного сигнала во входной цепи ($R_i \neq 0$) в [112] приведена переходная характеристика каскада на ПТ в области малых времен в операторном виде $h_n(p) = (1 + p \tau_{\text{экв}} + p^2 \tau_{\text{экв}}^2 m)^{-1}$, где $\tau_{\text{экв}} = \tau_{\text{вх}} + \tau_{\text{вых}}$ — постоянная времени каскада; $m = \tau_{\text{вх}}^0 \tau_{\text{вых}} / \tau_{\text{экв}}^2$ — коэффициент режима; $\tau_{\text{вх}}$ и $\tau_{\text{вых}}$ — постоянные времени входной и выходной цепей каскада.

Для рассматриваемого каскада имеют место следующие соотношения:

$$\tau_{\text{вх}} = (R_i \| R_{\text{вх}}) [C_{\text{зп}} + C_{\text{зс}} (1 + K_0)];$$

$$\tau_{\text{вых}} = (R_c \| R_n) (C_{\text{зс}} + C_{\text{сн}} + C_n);$$

$$\tau_{\text{вх}}^0 = (R_i \| R_{\text{вх}}) [C_{\text{зп}} + C_{\text{зс}} C_{\text{сн}} / (C_{\text{зс}} + C_{\text{сн}})].$$

Поскольку в данном каскаде всегда $m < 0,25$, т. е. возможен только аperiodический режим без выбросов, то длительность фронта выходного импульса можно определить по известной формуле Элмора

$$\tau_{\phi} = 2,2 \tau_{\text{экв}} \sqrt{1 - 2m} \approx 2,2 \tau_{\text{экв}}.$$

В общем случае на вход каскада обычно подается импульсный сигнал с экспоненциальным фронтом, постоянная времени которого τ_r . Тогда переходная характеристика каскада определяется тремя постоянными времени: τ_r , постоянной времени входной цепи каскада $\tau_{\text{вх}}$ и постоянной времени выходной цепи $\tau_{\text{вых}}$.

Нормированная переходная характеристика в этом случае имеет вид

$$h_n^*(t) = 1 - \frac{bc}{(a-b)(a-c)} e^{-at} - \frac{ac}{(b-a)(b-c)} e^{-bt} - \frac{ab}{(c-a)(c-b)} e^{-ct},$$

где $a = 1/\tau_r$, $b = 1/\tau_{\text{вх}}$, $c = 1/\tau_{\text{вых}}$.

Рассчитанные на цифровой ЭВМ при типовых для усилителей на мощных ПТ (типа 2П905, 2П908) τ_r , $\tau_{\text{вх}}$, $\tau_{\text{вых}}$ переходные характеристики приведены на рис. 6.5. В табл. 6.1 даны $\tau_{\text{вх}}$, τ_r , $\tau_{\text{вых}}$, а также времена задержки и фронта, рассчитанные по переходным характеристикам.

Важными показателями широкополосных и импульсных каскадов усилителей являются площадь усиления Π и импульсная добротность Q_n :

$$\Pi = K_0 \omega_{\text{в}} = S R_c \sim R_c \sim C_0 = S/C_0; \quad Q_n = K/t_{\phi} = S R_c \sim 2,2 R_c \sim C_0 = S/2,2 C_0$$

Таким образом, Π и Q_n каскада не зависят от сопротивления его нагрузки, а определяются только крутизной ПТ и результирующей емкостью каскада. При этом $\Pi = 2,2 Q_n$. Другими словами, возможность получения большого усиления при малой длительности фронта ограничена конечной площадью усиления, свойственной ПТ. Большие значения Π и Q_n имеют ВЧ- и СВЧ-мощные ПТ, сочетающие большую крутизну с малыми междуэлектродными емкостями.

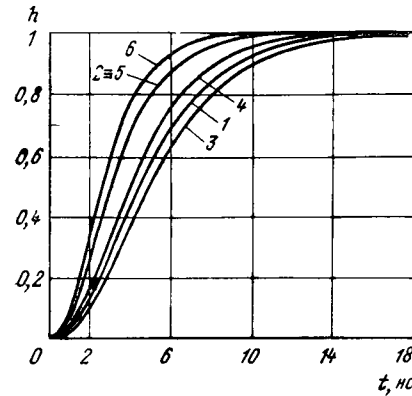


Рис. 6.5. Переходные характеристики усилителя, рассчитанные на ЭВМ

Таблица 6.1. Основные параметры нормированных переходных характеристик

Параметр	Номер переходной характеристики					
	1	2	3	4	5	6
$\tau_{\text{вх}}$, нс	2	2	2	2	1	1
τ_r , нс	0,5	0,5	1	1	0,5	0,5
$\tau_{\text{вых}}$, нс	2,5	1	2,5	1,5	2	1,5
t_3 , нс	1,65	1,2	1,9	1,6	1,2	1
t_{ϕ} , нс	9,4	6,5	10	8,2	0,5	0,5

Определенные трудности в построении высокоскоростных импульсных усилителей создает относительно большая входная емкость ПТ. Для ее уменьшения целесообразно использовать последовательную обратную связь по току, осуществляемую включением резистора R_n в истоковую цепь транзистора. При этом [112] $C_{\text{вх}}^* = C_{\text{вх}}/\gamma$, где $\gamma = 1 + K_0(R_n/R_c) = 1 + S R_n$ — фактор обратной связи (без учета нагрузки). Введение R_n уменьшает также длительность фронта переходной характеристики в области малых времен до величины $t_{\phi}^* = 2,2 \tau_{\text{вх}}^* = 2,2 C_0 R_c / \gamma \approx 2,2 C_0 R_c / (1 + S R_n)$.

Однако одновременно уменьшается и усиление каскада на средних частотах $K_0^* = K_0/\gamma \approx S R_0 / (1 + S R_n)$.

Каскад с общим стоком (рис. 6.6) находит основное применение при работе импульсного усилителя на кабель или большую емкостную нагрузку. Его широкополосность, малое выходное и большое входное сопротивления обеспечивают передачу импульсов с малыми искажениями. Для такого каскада основные параметры в области средних частот определяются выражениями

$$K_0 = S(R_n \| R_n) / [1 + S(R_n \| R_n)] = S R_n \sim / (1 + S R_n \sim);$$

$$R_{\text{вых}} = R_n / (1 + S R_n) \approx 1/S; \quad C_{\text{вх}} = C_{\text{зс}} + C_{\text{зп}} (1 - K_0).$$

По аналогии с каскадом с общим истоком для истокового повторителя можно определить нормированную переходную характеристику в области малых времен $h_n^*(t) = 1 - \exp(-t/\tau_n')$, где $\tau_n' = \tau_n/F = C_0 R_n \sim / (1 + S R_n \sim)$. Следовательно, $t_3 = 0,69 \tau_n'$; $t_{\phi} = 2,2 \tau_n'$.

Таким образом, все основные характеристики каскада с общим стоком определяются глубиной обратной связи $F = 1 + S R_n \sim$. Чем больше крутизна S транзистора, тем большее значение F можно получить. Поэтому в таких каскадах необходимо использовать ПТ с возможно большей крутизой.

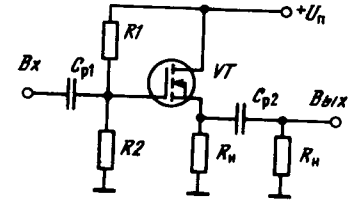


Рис. 6.6. Схема каскада с общим стоком на мощном полевом транзисторе

6.3. Усилители с высокочастотной коррекцией

Площадь усиления и импульсную добротность каскада с общим истоком на ПТ можно увеличить, используя высокочастотную коррекцию. Одной из наиболее простых схем высокочастотной коррекции для широкополосных и импульсных резисторных каскадов, позволяющих увеличить либо $f_{\text{в}}$ (или уменьшить $\tau_{\text{в}}$), либо усиление каскада, является схема параллельной высокочастотной коррекции индуктивностью.

На рис. 6.7, а приведена схема резисторного каскада с такой коррекцией. Она осуществляется введением индуктивности L последовательно с резисто-

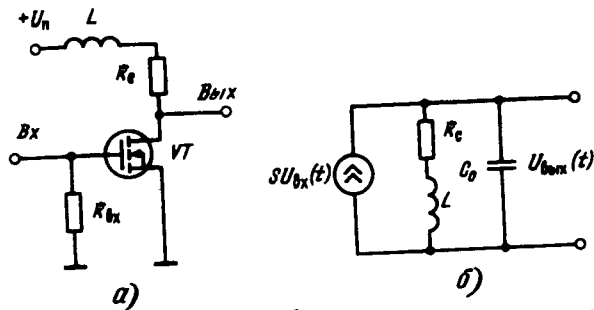


Рис. 6.7. Схема резисторного каскада с высокочастотной коррекцией (а) и эквивалентная схема выходной цепи каскада (б)

ром $R_{\text{с}}$. Как видно из эквивалентной схемы выходной цепи каскада (рис. 6.7, б), для верхних частот корректирующая индуктивность L образует параллельный резонансный контур с емкостью, нагружающей каскад $C_0 = C_{\text{вых}} + C_{\text{п}}$. В результате полное сопротивление нагрузки в области высоких частот возрастает, а следовательно, усилительного каскада в области высоких частот возрастает, а следовательно, расширяется полоса пропускания каскада и улучшается его частотная характеристика, а также уменьшается время установления импульсных сигналов.

Свойства такого каскада в области средних и низких частот ничем не отличаются от свойств каскада с общим истоком. Следовательно, искажения вершины импульса можно оценивать по формулам предыдущего параграфа. Параллельная коррекция индуктивностью неэффективна в каскадах с общим истоком из-за их малого выходного сопротивления, шунтирующего резонансный контур, а также в каскадах с низкоомной внешней нагрузкой.

Для количественной оценки выигрыша, достигаемого при применении простой высокочастотной коррекции, найдем переходную характеристику каскада. На высоких частотах нагрузкой каскада является резонансный контур, имеющий проводимость

$$Y_{\text{н}} = i\omega C_0 + \frac{1}{R_{\text{с}} + j\omega L} = \frac{1 + i\omega C_0 R_{\text{с}} + (i\omega)^2 L C_0}{R_{\text{с}} + i\omega L}.$$

Усиление каскада на высоких частотах

$$K_{\text{в}}(i\omega) = \frac{S}{Y_{\text{н}}} = K_0 \frac{1 + i\omega L/R_{\text{с}}}{1 + i\omega C_0 R_{\text{с}} + (i\omega)^2 L C_0}.$$

Для упрощения записи обозначим: $\tau_{\text{в}} = C_0 R_{\text{с}}$ — постоянная времени некорректированного каскада; $k = L/C_0 R_{\text{с}}^2$ — коэффициент коррекции, равный квадрату добротности резонансного контура. Тогда

$$K_{\text{в}}(i\omega) = K_0 \frac{1 + i\omega k \tau_{\text{в}}}{1 + i\omega \tau_{\text{в}} + (i\omega)^2 k \tau_{\text{в}}^2}.$$

Переходная характеристика в операторном виде

$$h_{\text{в}}(p) = \frac{1 + k \tau_{\text{в}} p}{p(1 + \tau_{\text{в}} p + k \tau_{\text{в}}^2 p^2)} = \frac{1 + k \tau_{\text{в}} p}{p(p - p_1)(p - p_2)}.$$

Здесь

$$p_{1,2} = \frac{-1 \pm \sqrt{1 - 4k}}{2k \tau_{\text{в}}} = -\alpha \pm \beta$$

— корни уравнения $1 + p \tau_{\text{в}} + p^2 k \tau_{\text{в}}^2 = 0$. Если $0 \leq k \leq 0,25$, переходная характеристика имеет монотонный характер, если $k > 0,25$ — колебательный характер.

Переход от монотонного процесса к колебательному определяется значением добротности Q резонансного контура, образованного элементами L , C_0 , $R_{\text{с}}$:

$$Q = \sqrt{\frac{L}{C_0 R_{\text{с}}^2}} = \sqrt{k}.$$

Если $Q \geq 0,5$, процесс в контуре имеет колебательный характер.

Вид переходных характеристик при различных значениях k показан на рис. 6.8. Уравнения для $h_{\text{в}}(t)$ трансцендентны, поэтому решить их в общем

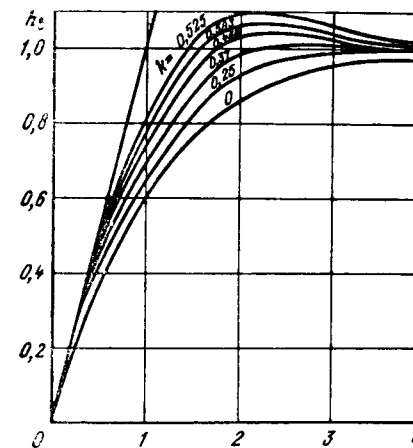


Таблица 6.2. Параметры переходных характеристик для разных коэффициентов коррекции

k	$t_{\text{ф}}/\tau_{\text{в}}$	δ , %	k	$t_{\text{ф}}/\tau_{\text{в}}$	δ , %
0	2,2	0	0,5	1,12	6,7
0,25	1,535	0	0,6	1,04	11,34
0,35	1,308	1,0	0,8	0,96	20,78
0,414	1,21	3,1	1,0	0,9	29,85

← Рис. 6.8. Переходные характеристики каскада с коррекцией индуктивностью при различных значениях коэффициента коррекции

виде относительно t , а затем найти длительность фронта невозможно. В табл. 6.2 приведены значения выбросов δ и нормированных длительностей фронтов переходных характеристик для некоторых значений k .

На рис. 6.9 показана зависимость нормированной длительности фронта $t_{\text{ф}}/\tau_{\text{в}}$, величины выброса δ и $\varphi = t_{\text{ф}}/t_{\text{ф кор}}$ от коэффициента коррекции. Значение выброса однозначно определяется коэффициентом коррекции. Таким образом, допустимое значение выброса в каскаде определяет величину $k_{\text{макс}}$, а тем самым и максимальный выигрыш в длительности фронта. Для определения выброса переходной характеристики можно использовать выражение $\delta = (k - 0,25)^2 \cdot 100$.

Площадь усиления каскада с коррекцией увеличивается в $\varphi(k)$ раз по сравнению с каскадом без коррекции

$$P_{\text{кор}} = \frac{2,2K_0}{t_{\text{фкор}}} = \frac{2,2K_0\varphi(k)}{t_{\text{ф}}} = P\varphi(k).$$

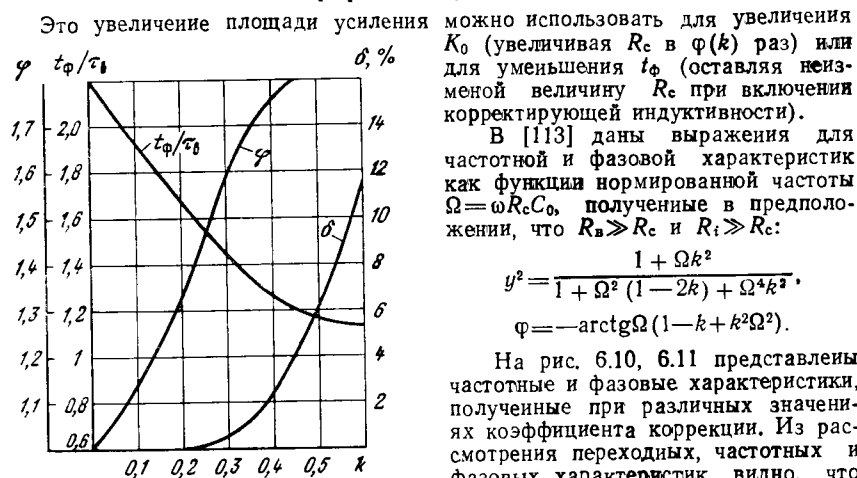


Рис. 6.9. Зависимость параметров каскада с индуктивной коррекцией от коэффициента коррекции

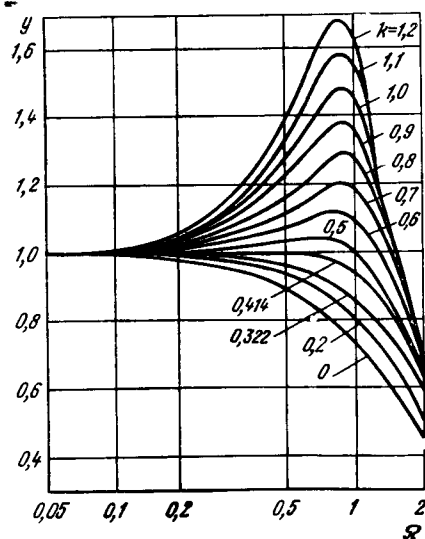


Рис. 6.10 Частотные характеристики каскада с индуктивной коррекцией при различных значениях коэффициента коррекции

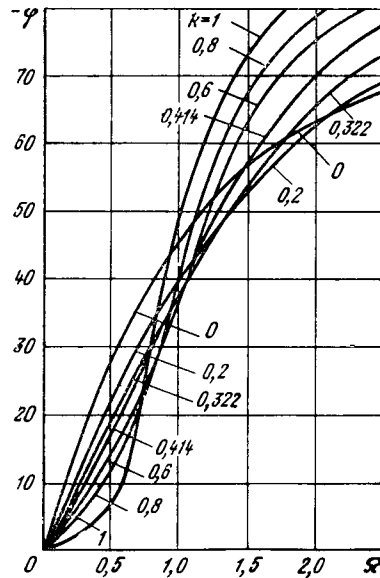


Рис. 6.11. Фазовые характеристики каскада с индуктивной коррекцией при различных значениях коэффициента коррекции

$= 0,35$ — оптимальная переходная, а при $k=0,414$ — оптимальная частотная характеристики каскада.

Расширение полосы пропускания и уменьшение длительности фронта подчиняются одному и тому же закону, если $k \leq 0,25 \dots 0,3$. В этой области при расширении полосы в n раз во столько же раз уменьшается длительность фронта. При $k \geq 0,41$ $t_{\text{ф}}$ уменьшается быстрее, чем расширяется полоса.

Наряду с простой коррекцией можно использовать сложную коррекцию с двумя и более корректирующими элементами, включенными различными способами в стоковую цепь ПТ (рис. 6.12). Рекомендации по расчету таких

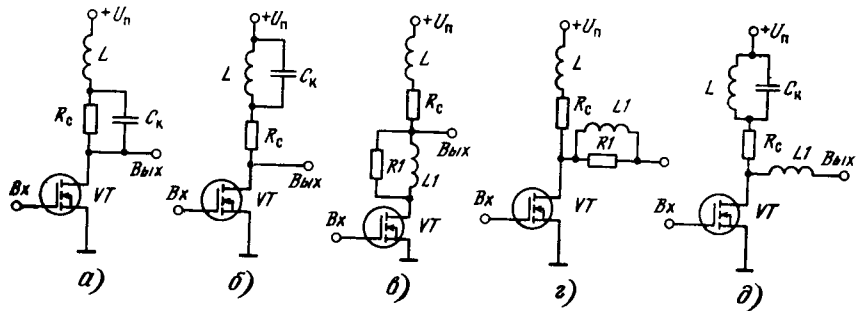


Рис. 6.12. Усилительные каскады на мощных полевых транзисторах со сложной коррекцией

цепей коррекции даны в [113]. Из схем сложной коррекции наибольший выигрыш дает автотрансформаторная схема коррекции (рис. 6.13, а), обеспечивающая получение наименьшей длительности фронта при малых колебаниях переходной характеристики.

Переходная характеристика каскада с автотрансформаторной коррекцией характеризуется пятью параметрами:

$$k_1 = L_1 / R_c^2 C_0; \quad k_2 = L_2 / R_c^2 C_0;$$

$$k_3 = M / R_c^2 C_0; \quad x = C_{\text{вых}} / C_0; \quad C_0 = C_{\text{вых}} + C_n,$$

где M — коэффициент взаимной индукции между индуктивностями L_1 и L_2 ; $C_{\text{вых}}$ — выходная емкость каскада. Причем L_1 и L_2 выполняются в виде одной катушки с отводом, между секциями которой осуществляется взаимная индукция с коэффициентом M .

На рис. 6.13, б показан «зеркальный» вариант схемы автотрансформаторной коррекции. При $x \leq 0,5$ следует применять «основной», а при $x > 0,5$ «зеркальный» вариант автотрансформаторной коррекции.

В табл. 6.3 приведены значения параметров коррекции и нормированные длительности фронтов переходных характеристик при критических режимах ($\delta=0$) и при допустимом выбросе переходной характеристики $\delta = \pm 1\%$.

Все приведенные данные относятся к схеме с «основной» автотрансформаторной коррекцией. Для «зеркальной» коррекции необходимо x заменить на $1-x$. При $x=0,3$ и при допустимом выбросе переходной характеристики $\delta = \pm 1\%$ эта схема дает в $1,308/0,7=1,87$ раз меньшую длительность фронта по сравнению с простой схемой коррекции с параллельной индуктивностью.

При $K_0 \leq 10$ обеспечивается хорошее совпадение расчетных и экспериментальных данных. При больших коэффициентах усиления, а следовательно, при больших индуктивностях начинают сказываться собственные и взаим-

ные емкости корректирующих катушек. Особенно сильно уменьшает эффективность коррекции паразитная емкость катушки $L1$, так как она оказывает-

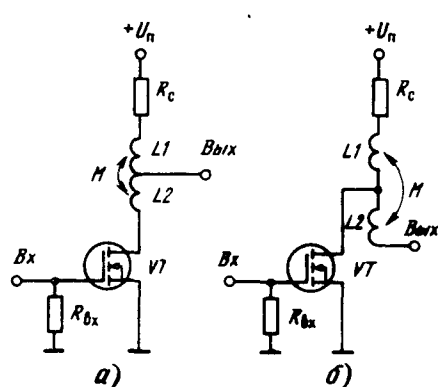


Рис. 6.14. Усилительный каскад с трансформаторной коррекцией

← Рис. 6.13. Усилительные каскады с «основной» (а) и «зеркальной» (б) автотрансформаторной коррекцией

Таблица 6.3. Коэффициенты коррекции и параметры переходной характеристики для «основной» автотрансформаторной коррекции

$\delta, \%$	τ	k_1	k_2	k_3	t_{ϕ}/τ_B
0	0,5	0,125	0,250	0,125	1,05
1	0,5	0,170	0,373	0,079	0,80
0	0,4	0,150	0,257	0,151	0,98
1	0,4	0,185	0,364	0,119	0,75
0	0,3	0,175	0,282	0,180	0,91
1	0,3	0,203	0,386	0,158	0,70
0	0,2	0,199	0,339	0,220	0,81
1	0,2	0,222	0,449	0,206	0,64
0	0,1	0,221	0,498	0,293	0,68
1	0,1	0,237	0,635	0,284	0,54

ся включенной параллельно $C_{сн}$. Более близкий к расчетному выигрыш дает трансформаторная схема коррекции (рис. 6.14), в которой индуктивность $L1$

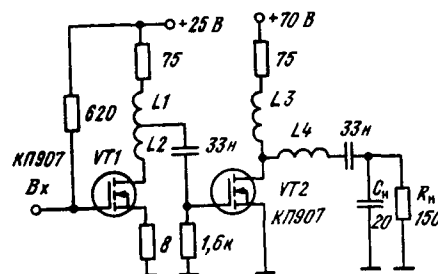


Рис. 6.15. Принципиальная схема двухкаскадного усилителя со сложной коррекцией

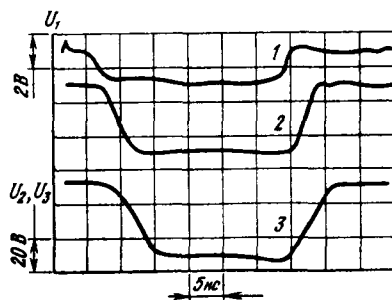


Рис. 6.16. Осциллограммы входных (луч 1) и выходных импульсов при $C_n=0$ (луч 2), $C_n=20$ пФ (луч 3)

перенесена к зажиму U_n и ее паразитная емкость отделена от $C_{сн}$ резистором R_c . Таким образом, сочетание известных из «ламповой» техники методов коррекции широкополосных и импульсных усилителей с применением высокочастотных мощных ПТ позволяет строить высокоскоростные усилители. При этом наибольший выигрыш при применении коррекции получается при емкостной и активно-емкостной нагрузках усилителя.

В [114] рассмотрена схема двухкаскадного усилителя, предназначенного для усиления импульсов отрицательной полярности (рис. 6.15). Оба каскада выполнены по схеме со сложной автотрансформаторной коррекцией. При работе на активную нагрузку $R_n=150$ Ом усилитель имеет $t_{\phi}=1$ нс, а при работе на емкостную $C_n=10..20$ пФ величина t_{ϕ} возрастает до 4..7 нс. Амплитуда выходных импульсов достигает 40..50 В, коэффициент усиления $K_0 \approx 33$. В этой схеме $L1$ и $L2$ выполнялись в виде одной катушки с отводом и содержали 12 и 7 витков монтажного провода диаметром $d_n=0,4$ мм, намотанного на сердечник диаметром $d_c=4$ мм. Настройка коррекции осуществляется сближением или раздвижением витков $L1$ и $L2$, а также самих катушек. Осциллограммы входного и выходных импульсов, полученные при разных емкостях нагрузки, представлены на рис. 6.16.

6.4. Каскадные усилители

Для получения в нагрузке импульсов с амплитудой, превышающей максимально допустимое напряжение применяемых ПТ, можно использовать каскадные схемы усилителей (рис. 6.17), состоящие либо из последовательно включенных ПТ (усилитель общий источник — общий затвор), либо из последовательно включенных полевого и биполярного транзисторов (усилитель общий источник — общая база) [116, 117].

Каскадный усилитель (рис. 6.17, а) позволяет получать большие уровни

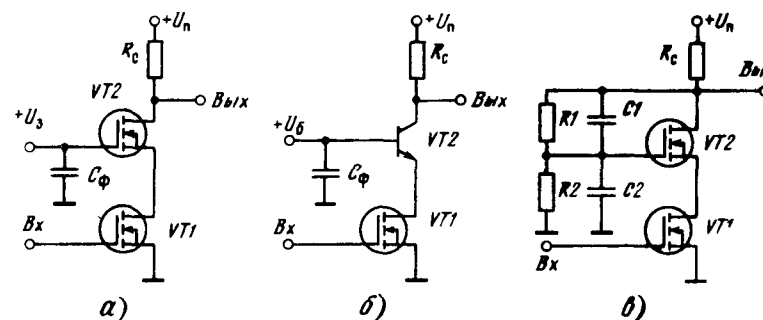


Рис. 6.17. Каскадные схемы усилителей на мощных полевых транзисторах

выходных напряжений при высоком быстродействии за счет следующих свойств:

нижний транзистор каскада работает на низкоомное входное сопротивление верхнего транзистора с общим затвором, что значительно ослабляет отрицательную обратную связь через проходную емкость нижнего транзистора;

входная емкость каскада уменьшается примерно на величину $K_U C_{сз}$, где K_U — коэффициент усиления каскада; $C_{сз}$ — проходная емкость ПТ; возникает «транзисторный резонанс» выходной емкости нижнего транзистора и входной индуктивности верхнего транзистора, эффективно корректирующий высокочастотные характеристики каскада;

возрастают предельно допустимое напряжение на стоке верхнего транзистора и, как следствие, амплитуда выходного напряжения.

В схеме каскодного усилителя (рис. 6.17, б) биполярный транзистор включен по схеме с общей базой. Поэтому динамические свойства биполярного транзистора характеризуются постоянной времени τ_a , которая значительно меньше τ_b ; предельное напряжение на коллекторе может выбираться как в схеме с общей базой, т. е. в 1,5...2 раза больше, чем в схеме с общим эмиттером; управление биполярным транзистором по эмиттеру устраняет локализацию тока эмиттера, присущую схеме с общим эмиттером, и резко уменьшает вероятность вторичного пробоя; биполярный транзистор работает в режиме генерации тока, и кратковременное короткое замыкание нагрузки не выводит каскод из строя.

Рассмотрим схему каскодного усилителя с фиксированным напряжением на затворе верхнего транзистора VT2. Напряжение U_3 следует выбирать из условий (в скобках даны номера транзисторов)

$$U_3 \leq U_{\text{Зимакс}}^{(2)} + U_{\text{ост}}^{(1)}, \quad U_{\text{п}} - U_3 \leq U_{\text{ЗСмакс}}^{(2)}$$

где $U_{\text{Зимакс}}^{(2)}$ — предельно допустимое напряжение между затвором и истоком транзистора VT2; $U_{\text{ост}}^{(1)}$ — остаточное напряжение открытого транзистора VT1; $U_{\text{ЗСмакс}}^{(2)}$ — предельно допустимое напряжение между затвором и стоком транзистора VT2.

Для ориентировочной оценки возможностей каскода в области средних частот можно определить следующие параметры:

коэффициент усиления по напряжению

$$K_0 \approx S_0^{(1)} R_c; \quad (6.6)$$

выходное сопротивление

$$R_{\text{вых}} \approx R_c; \quad (6.7)$$

входную емкость

$$C_{\text{вх}} \approx C_{\text{зи}}^{(1)} + C_{\text{зс}}^{(1)} (1 + S_0^{(1)} / S_0^{(2)}), \quad (6.8)$$

где $S_0^{(1)}$, $S_0^{(2)}$ — крутизна соответственно нижнего и верхнего транзисторов.

С учетом того, что нижний транзистор VT1 нагружен на низкоомное входное сопротивление VT2 ($R_{\text{вх}}^{(2)} \approx 1/S^{(2)}$), переходная характеристика в операторной форме приобретает вид

$$h(p) = \frac{1}{(1 + p\tau_1)(1 + p\tau_2)}, \quad (6.9)$$

где $\tau_1 = R_{\text{г}} C_{\text{вх}}^{(1)}$; $\tau_2 = R_{\text{с}} C_{\text{вх}}^{(2)}$ — постоянные времени входной и выходной цепей характеризующие каскод в области малых времен. В монотонном режиме ($m < 0,25$) длительность фронта переходной характеристики

$$t_{\phi} = 2,2\tau_{\text{эв}} \sqrt{1-2m} = 2,2(\tau_1 + \tau_2) \sqrt{1-2m} \approx 2(\tau_1 + \tau_2). \quad (6.10)$$

Если в схеме усилителя нежелательно использовать два источника напряжения, то можно применять схему рис. 6.17, в. Особенностью такого усилителя является наличие параллельной отрицательной обратной связи по напряжению, осуществляемой через частотно-компенсированный делитель $R1C1$, $R2C2$ со стока транзистора VT2 на его затвор.

Это обеспечивает автоматическое равенство падений напряжения на обоих транзисторах и почти удваивает (при заданном предельно допустимом напряжении $U_{\text{си макс}}$) предельную амплитуду выходных импульсов по сравнению с элементарным каскодом с общим истоком. Частотная компенсация делителя достигается при выполнении условия

$$R_1 C_1 = R_2 (C_2 + C_{\text{вх}}^{(2)}).$$

где $C_{\text{вх}}^{(2)}$ — входная емкость транзистора VT2. Однако делитель увеличивает общую выходную емкость каскада на величину

$$C_d = [C_1 (C_2 + C_{\text{вх}}^{(2)})] / [C_1 + C_2 + C_{\text{вх}}^{(2)}],$$

что, в свою очередь, увеличивает постоянную времени выходной цепи и снижает быстродействие усилителя. При этом $\tau_2 = R_{\text{с}} (C_{\text{вх}} + C_d)$.

Для каскодного усилителя с биполярным транзистором (рис. 6.17, в) выражения (6.6) — (6.10) также оказываются справедливыми. Постоянная времени входной и выходной цепей в области малых времен могут быть найдены из следующих выражений: $\tau_1 = R_{\text{г}} C_{\text{вх}}^{(1)}$; $\tau_2 = \tau_a + C_{\text{к}} R_{\text{с}}$, где τ_a — постоянная времени коэффициента передачи биполярного транзистора в схеме с общей базой; $C_{\text{к}}$ — емкость коллекторного перехода биполярного транзистора.

На рис. 6.18 показана схема каскодного усилителя, предназначенного для усиления входных импульсов положительной полярности. Для уменьше-

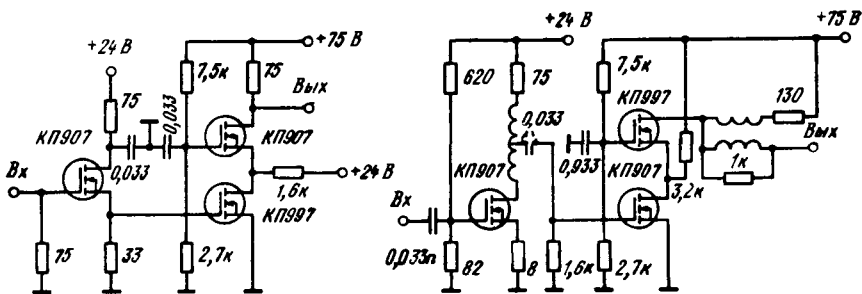


Рис. 6.18 Принципиальная схема каскодного усилителя

Рис. 6.19. Принципиальная схема двухкаскадного усилителя с автотрансформаторной коррекцией

ния постоянной времени входной цепи каскода он подключен к источнику входных сигналов через развязывающий истоковый повторитель с весьма малым выходным сопротивлением ($R_{\text{вых}} = 1/S = 5$ Ом). При $C_{\text{н}} = 0$ время фронта переходной характеристики $t_{\phi} \approx 1$ нс, а коэффициент усиления $K_U = 10$ [124].

На рис. 6.19 представлена схема двухкаскадного усилителя с коэффициентом усиления $K_U \approx 40$ и максимальной амплитудой выходных импульсов порядка 60 В. Для улучшения динамических характеристик этого усилителя оконечный каскод и предварительный каскод с общим истоком имеют автотрансформаторную коррекцию, позволяющую уменьшить t_{ϕ} в 3...4 раза. Описанные усилители могут использоваться и для усиления гармонических сигналов в широкой полосе частот.

При уменьшении сопротивлений нагрузочных резисторов до 15...20 Ом описанные усилители на ПТ с горизонтальным каналом способны развить на выходе импульсы тока амплитудой до 2 А. При необходимости одновременного получения в нагрузке импульсов с большим током и высоким напряжением можно использовать каскодные схемы с применением мощных биполярных и параллельно включенных ПТ с вертикальной структурой.

На рис. 6.20 [125] представлена схема такого усилителя с токовым выходом, позволяющая получать в низкоомной нагрузке $R_{\text{н}} = 3$ Ом импульсы тока амплитудой порядка 30 А при длительности фронта выходного сигнала меньше 10 нс. Осциллограмма, иллюстрирующая работу данного устройства, представлена на рис. 6.21.

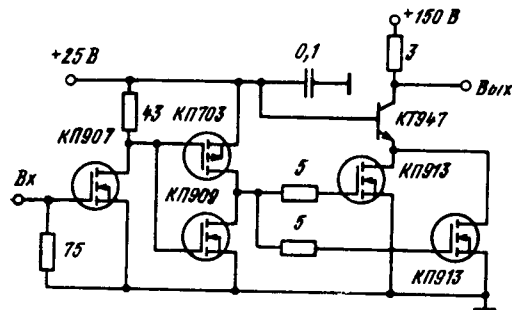


Рис. 6.20. Принципиальная схема усилителя

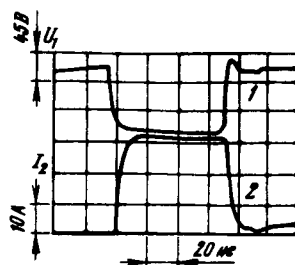


Рис. 6.21. Осциллограммы импульсов напряжения (луч 1) и тока (луч 2) в нагрузке для схемы рис. 6.20

В [126] описан высокочастотный усилитель с применением последовательного включения ПТ и электронной лампы. Высоковольтный усилитель (рис. 6.22) собран на металлокерамической лампе ГИ-12Б и полевом транзисторе КП901А. Нагрузкой усилительного каскада на транзисторе VT1 является промежуток катод—сетка лампы Л1, включенной по схеме с общей сеткой. Подача положительного импульса на сетку лампы позволяет скомпенсировать падение напряжения на активном сопротивлении канала открытого транзистора VT1 и сдвинуть вправо рабочую точку усилителя с целью увеличения амплитуды сигнала на выходе. Лампа в исходном состоянии заперта подающим на катод положительным напряжением с параметрического стабилизатора VD3. Стабилизатор VD3 совместно с диодом VD2 выполняют также функцию защиты ПТ от перенапряжений сток—исток в момент затирания и отпирания лампы. В таком усилителе были получены импульсы с амплитудой до 3 кВ и со скоростью нарастания 5 кВ/мкс.

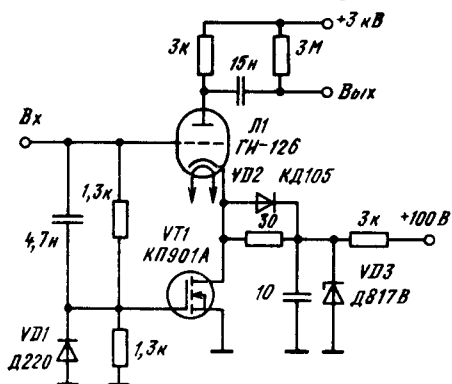


Рис. 6.22. Принципиальная схема высоковольтного усилителя на полевом транзисторе и электронной лампе

цию защиты ПТ от перенапряжений сток—исток в момент затирания и отпирания лампы. В таком усилителе были получены импульсы с амплитудой до 3 кВ и со скоростью нарастания 5 кВ/мкс.

6.5. Усилители с распределенным усилением

При проектировании усилителей наносекундного диапазона основной проблемой является расширение полосы пропускания и уменьшение времени нарастания их переходной характеристики. Это достигается прежде всего применением высокодобротных усилительных элементов. Напомним, что добротность ПТ $Q_n = S/2.2(C_{зк} + C_{зе} + C_{св})$, где S — крутизна; $C_{зк}$, $C_{зе}$, $C_{св}$ — междueleктродные емкости.

При усилении импульсов с очень короткими фронтами оказывается, что добротность современных ПТ уже недостаточна для получения в усилителе коэффициента усиления $K > 1$. Попытка же непосредственного включения

ПТ в параллель не приводит к увеличению добротности, так как с увеличением S происходит и увеличение суммарных паразитных емкостей.

Чтобы исключить непосредственное сложение емкостей приборов, между ними необходимо включать специальные передающие линии (линии задержки), которые бы отделяли эти емкости друг от друга. Усилители, реализующие это условие, получили название усилители с распределенным усилением (УРУ) [115].

В УРУ происходит сложение коэффициентов усиления отдельных приборов. Поэтому принципиально (при любой полосе частот) можно получить результирующий коэффициент усиления больше единицы, даже если коэффициенты усиления приборов меньше единицы. В УРУ емкости приборов становятся неотъемлемой частью передающих линий и не суммируются, как это имеет место в обычных каскадах. Передающие линии реализуются на фильтрах нижних частот типа K или M , на отрезках высокочастотного кабеля, а также на микрополосковых линиях задержки.

Рассмотрим принцип работы УРУ на примере каскада с фильтрами нижних частот типа K (рис. 6.23). В этой схеме входные и выходные ем-

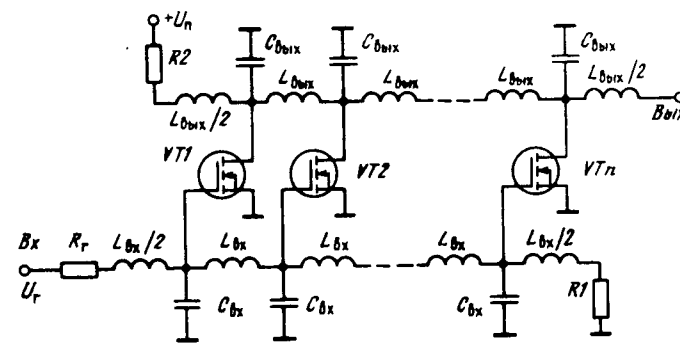


Рис. 6.23. Усилитель с распределенным усилением с фильтрами нижних частот типа K

кости полевых транзисторов $C_{вх}$, $C_{вых}$ разделены между собой индуктивностями $L_{вх}$ и $L_{вых}$ и образуют две передающие линии. Волновые сопротивления передающих линий и время задержки на звено определяются по формулам

$$Z_{вх} = \sqrt{\frac{L_{вх}}{C_{вх}}}; \quad t_{30вх} = \sqrt{L_{вх}C_{вх}}; \quad Z_{вых} = \sqrt{\frac{L_{вых}}{C_{вых}}}; \quad t_{30вых} = \sqrt{L_{вых}C_{вых}}.$$

При подаче входного сигнала U_r по входной линии распространяется волна напряжения $U_{вх} = U_r Z_{вх} / (R_r + Z_{вх})$, которая с задержкой $t_{30вх}$ передается от одного транзистора к другому. Для согласования входной линии на ее конце включается согласующий резистор $R1$ с сопротивлением, равным волновому сопротивлению $Z_{вх}$, и согласующее полувзвено $L_{вх}/2$. При этом в выходной передающей линии возбуждаются по две волны тока амплитудой $I_c = SU_{вх}/2$ от каждого транзистора, одна из которых распространяется влево и поглощается согласующим резистором $R2 = Z_{вых}$, а вторая достигает выхода.

При равенстве $t_{30вх} = t_{30вых}$ происходит суммирование волн тока, распространяющихся в выходной линии в прямом направлении. При параллельном включении n -полевых транзисторов на выходе УРУ появляется волна тока амплитудой $nSU_{вх}/2$. Если выходная линия на выходе разомкнута, то волна тока, отражаясь с изменением фазы, вызывает удвоение волн напря-

жения. При согласовании выходной линии с обеих сторон удвоения выходного напряжения не происходит. Таким образом, амплитуда выходного напряжения

$$U_{\text{вых}} = (2 \dots 1) n \frac{I_c}{2} Z_{\text{вых}} = (1 \dots 0.5) n S U_r \frac{Z_{\text{вх}}}{Z_{\text{вх}} + R_r} \sqrt{\frac{L_{\text{вх}}}{C_{\text{вх}}}}.$$

Следовательно, коэффициент усиления такого УРУ

$$K_U = \frac{U_{\text{вых}}}{U_r} = (1 \dots 0.5) \frac{n S Z_{\text{вх}}}{Z_{\text{вх}} + R_r} \sqrt{\frac{L_{\text{вх}}}{C_{\text{вх}}}}.$$

Длительность фронта переходной характеристики УРУ зависит от числа используемых звеньев фильтров в передающих линиях. При этом каждая волна тока, доходящая до конца выходной линии, проходит через $n+1$ звеньев. Поэтому

$$t_{\phi} = 1.13 \sqrt[3]{n+1} \sqrt{L_{\text{вх}} C_{\text{вх}}}.$$

Добротность УРУ

$$Q = \frac{K}{t_{\phi}} = (1 \dots 0.5) \frac{n S Z_{\text{вх}}}{1.13 \sqrt[3]{n+1} (Z_{\text{вх}} + R_r)}.$$

Важными параметрами передающих линий являются критическая частота фильтра (частота среза), выше которой сигнал через линию не проходит:

$$f_{\text{кр вх}} = \frac{1}{\pi \sqrt{L_{\text{вх}} C_{\text{вх}}}}; \quad f_{\text{кр вых}} = \frac{1}{\pi \sqrt{L_{\text{вых}} C_{\text{вых}}}};$$

и фазовая постоянная

$$\beta_{\text{вх}} = 2\pi f \sqrt{L_{\text{вх}} C_{\text{вх}}}; \quad \beta_{\text{вых}} = 2\pi f \sqrt{L_{\text{вых}} C_{\text{вых}}}.$$

Так как для нормальной работы УРУ необходимо, чтобы задержки сигналов в каждом звене входной и выходной линии были одинаковы, то одинаковыми должны быть и их граничные частоты. В случае однородных передающих линий ее элементы L , C основных звеньев определяются по известному волновому сопротивлению и критической частоте фильтра $L = Z/\pi f_{\text{кр}}$, $C = 1/\pi Z f_{\text{кр}}$.

Если линия выполняется только на собственных входных или выходных емкостях ПТ, то соответствующая C должна равняться соответственно входной или выходной емкости прибора (с учетом емкости монтажа). В противном случае необходимо определить емкость дополнительного конденсатора, подключаемого к основным звеньям передающих линий, $\Delta C = C - C_{\text{вх(вых)}}$.

В табл. 6.4 даны значения последовательных индуктивностей и параллельных емкостей, обеспечивающих равенство времен задержек сигналов в таких линиях, рассчитанных на волновое сопротивление $Z = 50 \dots 1000$ Ом в диапазоне частот 50...1000 МГц.

В качестве транзисторных ячеек могут использоваться различные каскады. Хорошие результаты дает использование каскодных схем. На рис. 6.24 приведена принципиальная схема импульсного усилителя с распределенным усилением [118]. Усилитель содержит шесть усилительных секций (на рис. 6.24 показаны три секции, остальные три — аналогичные). Входные и выходные передающие линии выполнены на фильтрах нижних частот типа K с частотой среза $f_{\text{кр}} = 300$ МГц и низкочастотным характеристическим сопротивлением $Z = 75$ Ом. Расчет фильтров выполнен в соответствии с методикой, предложенной в [116].

Напряжение питания $U_{\text{д}} = 24$ В подается в выходную линию через дроссель $L1$. Резистор $R11$ служит для согласования входной передающей линии, а резистор $R1$ является балластной нагрузкой выходной передающей линии. Резисторы $R2, R3, R5, R6, R8, R9, R12, R13$ обеспечивают рабочие

Таблица 6.4. Значения последовательных индуктивностей и параллельных емкостей

$f_{\text{кр}}$, МГц	Z , Ом					
	50	100	200	300	500	1000
50	127,3 пФ 318,3 нГн	63,7 пФ 637 нГн	31,8 пФ 1,27 мкГн	21,2 пФ 1,9 мкГн	21,2 пФ 3,17 мкГн	6,36 пФ 6,36 мкГн
100	63,7 пФ 159,3 нГн	31,8 пФ 318 нГн	15,9 пФ 636 нГн	10,6 пФ 0,95 нГн	6,37 пФ 1,59 нГн	3,18 пФ 3,18 нГн
200	31,8 пФ 79,5 нГн	15,9 пФ 159 нГн	7,95 пФ 318 нГн	5,3 пФ 0,48 мкГн	3,18 пФ 0,79 мкГн	1,59 пФ 1,59 мкГн
300	21,2 пФ 53 нГн	10,6 пФ 106 нГн	5,3 пФ 212 нГн	3,5 пФ 0,315 мкГн	2,12 пФ 0,53 мкГн	1,06 пФ 1,06 мкГн
500	12,7 пФ 31,8 нГн	6,36 пФ 63,6 нГн	3,18 пФ 127 нГн	2,12 пФ 0,19 мкГн	1,27 пФ 0,318 мкГн	0,64 пФ 0,64 мкГн
1000	6,36 пФ 15,9 нГн	3,18 пФ 31,8 нГн	1,59 пФ 63,6 нГн	1,06 пФ 95,4 мкГн	0,64 пФ 0,16 мкГн	0,32 пФ 0,32 мкГн

режимы усилительных секций. Параллельные RC -цепи $R4C1$; $R7C2$; $R10C3$ в истоках МДП-транзисторов служат для компенсации искажений фронта импульса, обусловленных влиянием входных паразитных емкостей. Индуктив-

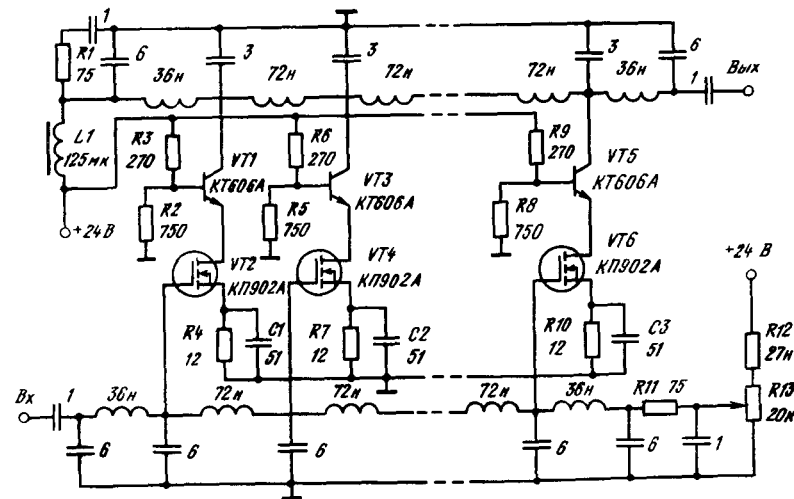


Рис. 6.24. Принципиальная схема усилителя с распределенным усилением с использованием каскодных ячеек на биполярных и МДП-транзисторах и фильтров нижних частот типа K

ности и емкости передающих линий выполнены в виде печатных дорожек на площадках. Конструктивный расчет печатных индуктивностей приведен в [117].

Данный усилитель может использоваться для усиления как гармонических сигналов, так и импульсов положительной и отрицательной полярности. Коэффициент усиления этого УРУ $K_U=13$ в полосе частот до 200 МГц. Время нарастания фронта выходного импульса $t_{\phi}=1,7$ нс. Максимальная амплитуда выходного импульса на нагрузке 75 Ом равна 16 В. Выброс переходной характеристики 5%. Коэффициент стоячей волны напряжения входа и выхода равен соответственно 1,6 и 1,5.

Для получения больших значений $f_{кр}$ при заданных схемных элементах фильтров, а также для меньших искажений фронтов усиливаемых сигналов и повышения импульсной добротности УРУ необходимо использовать фильтры типа M в качестве передающих линий. При этом предпочтение следует отдать передающим линиям из Т-образных фильтров типа M с $m>1$ ($m_{опт}=1,27$), которые обладают равномерностью характеристики времени задержки и линейностью ЧФХ. Для согласования передающих линий с оконечными сопротивлениями необходимо использовать согласующие полусекции с $m\approx 0,6$, которые имеют постоянное волновое сопротивление в полосе прозрачности передающих линий.

Основные параметры УРУ с фильтрами типа M определяются из следующих выражений [115]:

$$K_U = (1 \dots 0,5) \frac{nSZ_{ВХ}}{Z_{ВХ} + R_{\Gamma}} \sqrt{\frac{L_{ВЫХ}m}{C_{ВЫХ}}}, \quad (6.11)$$

$$t_{\phi} = 1,28 \sqrt{\frac{L_{ВЫХ}C_{ВЫХ}}{m}} \sqrt{n+1};$$

$$Q = (1 \dots 0,5) \frac{nSZ_{ВХ}m}{1,28C_{ВЫХ} \sqrt{n+1} (Z_{ВХ} + R_{\Gamma})};$$

$$Z_{ВХ} = \sqrt{\frac{L_{ВХ}m}{C_{ВХ}}}; \quad Z_{ВЫХ} = \sqrt{\frac{L_{ВЫХ}m}{C_{ВЫХ}}}.$$

Параметры основных звеньев фильтров типа M передающих линий рассчитываются по формулам [116]

$$L = \frac{(m^2 + 1)Z}{2\pi f_{кр}}; \quad C = \frac{m}{\pi Z f_{кр}}; \quad M = \frac{(m^2 - 1)Z}{2\pi f_{кр}},$$

а параметры согласующих полусвязей — по формулам

$$L = \frac{mZ}{2\pi f_{кр}}; \quad L' = \frac{(1 - m^2)Z}{2\pi f_{кр}}; \quad C = \frac{m}{2\pi Z f_{кр}}.$$

Фильтры нижних частот типа M с $m>1$ обладают отрицательной взаимной индуктивностью в последовательной ветви. Конструктивно такие индуктивные элементы выполняются в виде однослойных катушек с отводом посредине.

На рис. 6.25 представлена схема УРУ, выполненная на мощных МДП-транзисторах КП905 и фильтрах типа M с $m=1,27$ [119]. Для обеспечения согласования передающих линий с нагрузочными сопротивлениями применены согласующие полусвязи с $m_s=0,6$. Сопротивления резисторов $R1$ и $R2$ выбираются равными волновым сопротивлениям передающих линий. Конструктивный расчет входной и выходной передающих линий выполнен по методике, рассмотренной в [117].

Для снижения влияния поверхностных эффектов и межвитковых емкостей, а также для уменьшения потерь в передающих линиях применены однослойные катушки индуктивности. Они изготовлены из посеребренного медного провода диаметром $d=0,5$ мм с шагом намотки $\tau=2d$. Для устранения

паразитной связи между катушками расстояние между ними должно быть не менее двух диаметров намотки катушки.

При использовании пяти транзисторов КП905 коэффициент усиления данного усилителя $K_U=7$, а время установления переходной характеристики

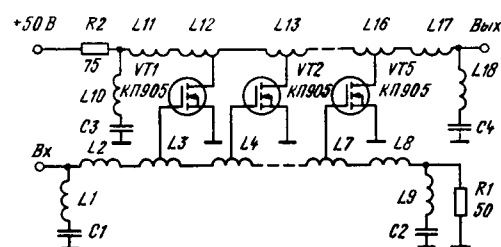


Рис. 6.25. Принципиальная схема усилителя с распределенным усилением с фильтрами нижних частот типа M

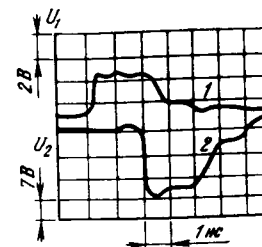


Рис. 6.26. Осциллограммы входного (луч 1) и выходного (луч 2) сигналов УРУ

$t_y=0,8$ нс. На рис. 6.26 приведены осциллограммы входного и выходного сигналов УРУ.

На рис. 6.27 приведена принципиальная схема УРУ на шести каскодных секциях, выполненных на МДП-транзисторах, соединенных по схеме общий исток—общий затвор [118]. Усилитель предназначен для работы на

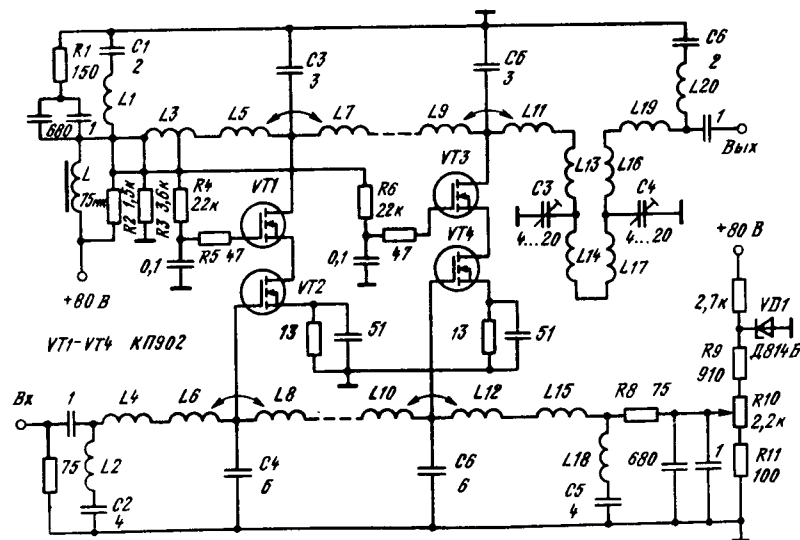


Рис. 6.27. Принципиальная схема усилителя с распределенным усилением с использованием каскодных ячеек на МДП-транзисторах и фильтрах нижних частот типа M

отклоняющую систему скоростной запоминающей электронно-лучевой трубки 2ТЗС-8, волновое сопротивление которой равно 75 Ом. Входная и выходная передающие линии выполнены в виде фильтров типа M с $m=1,27$. Волновое сопротивление входной и выходной передающих линий соответственно

Верхний частотный предел работы МПЛЗ определяется интенсивным возбуждением в ней поверхностных волн, причем критическая частота каждой из них

$$f_{кр} \approx 106/h \sqrt{\epsilon_{п}-1}.$$

В передающих линиях на МПЛЗ наблюдается влияние периодических емкостных неоднородностей, возникающих в местах подключения к линиям ПТ, что приводит к изменениям Z и t_d . Поэтому в каждом конкретном случае необходимо найти оптимальное расстояние между транзисторами, так как большое расстояние ведет к увеличению габаритных размеров УРУ и росту потерь в МПЛЗ. При малом расстоянии транзисторы оказываются непосредственно включенными параллельно. Экспериментально установлено, что для усилителей на транзисторах КП902 и КП905 оптимальные значения $l=3 \dots 5$ см. При использовании в таком УРУ пяти транзисторов К11905 был получен коэффициент усиления $K_U \approx 6,25$ и $t_{\phi} \approx 0,6$ нс.

Благодаря высокой линейности передаточных характеристик ПТ нелинейность зависимости $U_{вых}$ и $U_{вх}$ не превышает 5% при изменении $U_{вх}$ до 8 В. Усилитель выдерживает значения $U_{вх}$ до 30 В, причем выход из режима перегрузки не сопровождается заметными временными задержками, так как полевым транзисторам не свойственны явления накопления и рассасывания избыточных носителей. При изменении $U_{п}$ на $\pm 10\%$ изменение K_U не превышает 3%, а при росте температуры на каждые 10°C K_U падает приблизительно на 2% из-за уменьшения крутизны транзисторов.

В [121] рассмотрен УРУ на мощных GaAs ПТ с барьером Шотки (АП602). Микрополосковые линии задержки выполнены на стеклопластике. Экспериментально полученные результаты при использовании трех транзисторов следующие: $K_U \approx 3$, $t_{\phi} \approx 0,1$ нс.

Усилители с распределенным усилением на ПТ с целью миниатюризации можно выполнять в гибридном, гибридно-монокристаллическом и монокристаллическом исполнении. Вопросы, связанные с построением таких УРУ, подробно рассмотрены в [122, 123]; там же даны результаты экспериментальных исследований УРУ.

6.6. Дифференциальные и двухтактные усилители

Типовая схема дифференциального усилителя на ПТ приведена на рис. 6.30. Достоинствами такого каскада являются малый коэффициент гармоник, малая чувствительность к пульсациям питающих напряжений, боль-

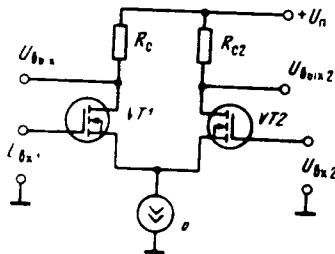


Рис. 6.30. Схема дифференциального усилителя на полевых транзисторах

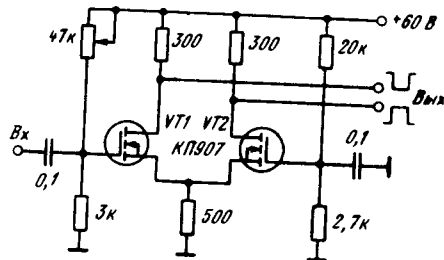


Рис. 6.31. Принципиальная схема дифференциального усилителя, работающего в линейном режиме

шее максимальное выходное напряжение по сравнению с каскадами с разделенной нагрузкой, возможность применения в обоих плечах как высокочастотной, так и низкочастотной коррекции, возможность получения противофазных сигналов, снимаемых с разных плеч усилителя. Один из входов усилителя может использоваться для управления рабочей точкой усилителя и его балансировки.

Такие усилители могут применяться в усилителях низкой частоты, а также в широкополосных усилителях как импульсных, так и гармонических сигналов. Часто его используют в качестве оконечного каскада для работы на симметричную емкостную нагрузку (например, электронно-лучевую трубку) и в качестве переходного от однотактной схемы к двухтактной. При подаче сигнала на дифференциальный вход коэффициент усиления усилителя равен коэффициенту усиления обычного каскада с общим истоком $K_{уд}=SR_c$.

Как правило, сигнал подается только на один вход дифференциального усилителя, т. е. $U_{вх1}=U_1$, а $U_{вх2}=0$. Следовательно, общее усиление каскада по напряжению будет составлять лишь половину коэффициента усиления простого каскада с общим истоком $K_{уд}=SR_c/2$. При подаче одинаковых сигналов на оба входа $U_1=U_2=U_0$ коэффициент усиления будет очень мал:

$$K_{uc} = \frac{R_c}{1/S + R_0},$$

где R_0 — внутреннее сопротивление источника тока в цепи истоков ПТ. При $R_0 \rightarrow \infty$ $K_{uc} \rightarrow 0$.

Способность схемы усиливать сигналы, подаваемые на дифференциальный вход, и ослаблять сигналы, подаваемые на симметричные входы, известна как свойство ослабления синфазных сигналов. Коэффициент подавления определяется как отношение коэффициента усиления дифференциального сигнала к коэффициенту усиления синфазного сигнала: $K_{п}=K_{уд}/K_{с}=1+SR_0$.

Резисторы в стоковых цепях и другие элементы схемы рассчитываются так же, как в элементарном каскаде с общим истоком; высокочастотную коррекцию, если она имеется, рассчитывают обычным образом. Частотная и переходная характеристики рассматриваемого каскада не отличаются от характеристик резисторного каскада, поэтому частотные и переходные искажения рассчитываются по формулам резисторного каскада.

На рис. 6.31 представлена схема дифференциального усилителя, работающего в линейном режиме. В качестве источника тока использован обыкновенный резистор. При использовании транзисторов КП907 этот каскад обеспечивает времена нарастания и спада импульсов до 5 нс.

На рис. 6.32 [129] показана схема усилителя, предназначенного для работы в диапазоне частот до 100 МГц. Для обеспечения наилучшей симметрии плеч усилителя при небольших напряжениях источников питания при-

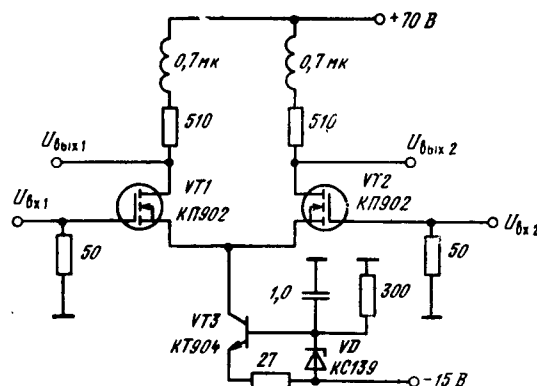


Рис. 6.32. Принципиальная схема высокочастотного дифференциального усилителя

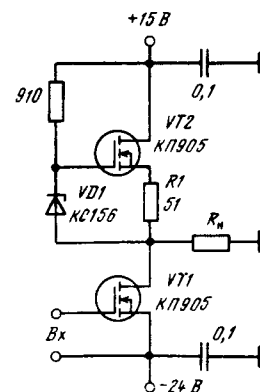


Рис. 6.33. Последовательно-балансная схема усилителя на мощных МДП-транзисторах

менен стабилизатор тока на биполярном транзисторе. При одинаковых параметрах стоковых цепей транзисторов $VT1$ и $VT2$ частотные характеристики по обоим выходам будут практически одинаковыми. Для уменьшения длительности фронта переходной характеристики усилителя в схеме использована простая индуктивная коррекция.

При емкостной нагрузке $C_n = 17$ пФ длительность фронта переходной характеристики усилителя $t_f \approx 3,5$ нс, что соответствует верхней граничной частоте $f_n = 100$ МГц. Максимальная амплитуда выходного сигнала $U_{\text{вых макс}} = 45$ В. При работе усилителя на значительные емкостные нагрузки для получения высоких динамических характеристик целесообразно использовать двухтактные схемы. Принцип построения таких каскадов описан в [62].

На рис. 6.33 представлена последовательно-балансная схема усилителя, которая сочетает в себе простоту обычного однотактного каскада и высокие усилительные и динамические характеристики двухтактного [130]. Постоянная составляющая входного сигнала на затворе $VT1$ задает режим схемы по постоянному току. Напряжение для управления транзистором $VT2$ снимается с резистора, включенного в цепь стока транзистора $VT1$. Необходимое смещение уровня создает стабилитрон $VD1$, определяющий совместно с $R1$ максимальный вытекающий выходной ток схемы.

Коэффициент усиления $K_U = S_1(1 + R_1 S_2) R_n$, где S_1, S_2 — крутизна соответственно транзисторов $VT1, VT2$. Этот каскад управляется как обычный однотактный, имеет те же паразитные входные параметры, однако обеспечивает большее усиление и меньшее выходное сопротивление ($\sim 1/S_2$). Рассмотренный усилительный каскад при $C_n = 10$ пФ, $R_n = 100$ Ом обеспечивает длительность фронта переходной характеристики меньше 2,5 нс при перепаде выходного напряжения порядка 15 В.

На рис. 6.34 приведена схема широкополосного усилителя, который используется в серийно выпускаемых генераторах импульсов Г5-83. Этот усилитель работает в линейном режиме и обеспечивает амплитуду импульса

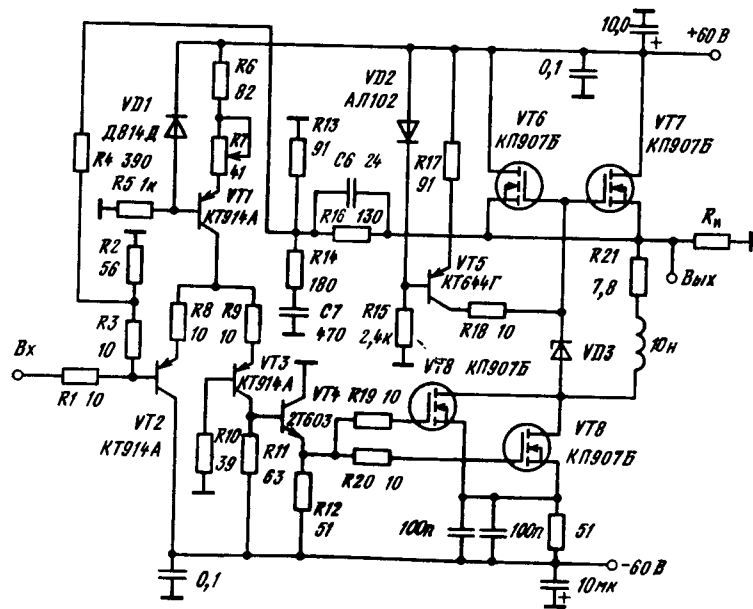


Рис. 6.34. Принципиальная схема широкополосного усилителя

отрицательной и положительной полярности 20 В на нагрузке 50 Ом, частотный диапазон 1 Гц...50 МГц, неравномерность вершины импульса не более 5%, длительность фронта и среза выходной характеристики 3...5 нс, выбросы не более 10%. Учитывая низкую нижнюю граничную частоту $f_n = 1$ Гц, усилитель выполнен по схеме с гальваническими связями. В свою очередь, для обеспечения температурной стабильности усилителя он охвачен ООС, что требует запаса по коэффициенту усиления.

Входной каскад широкополосного усилителя собран по схеме общий коллектор — общая база, которая имеет хорошие шумовые характеристики и обеспечивает значительное устойчивое усиление в широкой полосе частот. На транзисторе $VT1$ собран генератор тока. Резистор $R7$ введен для регулировки тока транзистора $VT1$ в небольших пределах. Значение тока транзистора $VT1$ определяет равенство нулю выходного напряжения усилителя при отсутствии входного сигнала. Низкоомный резистор $R10$, подключаемый к базе $VT3$, снижает добротность базового контура, образованного паразитными индуктивностями монтажа и выводов базы и коллектора транзистора $VT3$, а также емкостью $C_{кв}$ этого транзистора, исключая тем самым возможность самовозбуждения схемы. Резисторы $R8$ и $R9$ вносят небольшую ООС по току, что приводит к расширению динамического диапазона и линеаризации передаточной характеристики схемы со связанными эмиттерами.

Усиленный входной сигнал через эмиттерный повторитель, выполненный на транзисторе $VT4$, поступает на затворы транзисторов $VT8, VT9$ выходного двухтактного каскада. Устойчивая работа эмиттерного повторителя на емкостную нагрузку (входная емкость мощных МДП-транзисторов), обеспечивается включением резисторов $R19, R20$ в затворы транзисторов $VT8, VT9$. Выходной двухтактный каскад выполнен из двух параллельно включенных в каждое плечо транзисторов. В рассматриваемой схеме использование параллельно включенных транзисторов увеличивает эквивалентную крутизну приборов, а следовательно, и коэффициент усиления выходного каскада. Кроме того, здесь облегчен температурный режим выходных транзисторов и расширен динамический диапазон усилителя.

Включение низкодобротной индуктивности последовательно с резистором $R21$ позволило значительно уменьшить неравномерность вершины выходного импульса. Необходимый режим работы по постоянному току стабилитрона $VD3$ обеспечивается током стабилизатора на транзисторе $VT5$.

Схема усилителя охвачена параллельной ООС по постоянному и переменному току. Сигнал обратной связи с выхода усилителя через делители напряжения $R16R13$ и $R4R2$ поступает на базу транзистора $VT2$. С помощью конденсатора $C6$, включенного параллельно резистору $R16$, и цепочки, состоящей из резистора $R14$ и конденсатора $C7$, уменьшается колебательный процесс при формировании фронта входного импульса.

Осциллограммы положительного и отрицательного выходных импульсов, иллюстрирующие работу данного устройства, представлены на рис. 6.35.

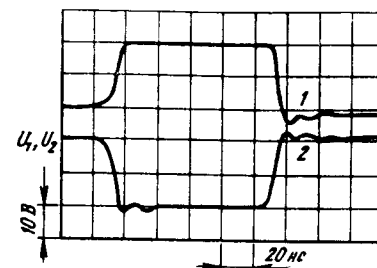


Рис. 6.35. Осциллограммы положительного (луч 1) и отрицательного (луч 2) выходных импульсов широкополосного усилителя

6.7. Усилители-ограничители и усилители-формирователи

Усилителями-ограничителями называются устройства, выходной сигнал которых пропорционален входному ($U_{\text{вых}} = K_0 U_{\text{вх}}$) при изменении его в некоторых пределах и неизменен, если входной сигнал выходит за эти пределы. Полевые транзисторы, как уже отмечалось, не боятся перегрузок

по входу (если $U_{вх}$ не превышает по амплитуде $U_{зи \text{ макс}}$) и в отличие от биполярных транзисторов у них не затягивается процесс выхода из режима перегрузки. Большие токи стока и крутизна мощных ПТ в сочетании с малыми емкостями позволяют формировать в режиме усиления-ограничения импульсы значительной амплитуды при $t_{ф} \leq 10 \dots 20$ нс.

На рис. 6.36 показана схема трехкаскадного усилителя-ограничителя [131]. Входной каскад — эмиттерный повторитель на биполярном транзисторе VT1, имеющий низкое выходное сопротивление, служит для уменьше-

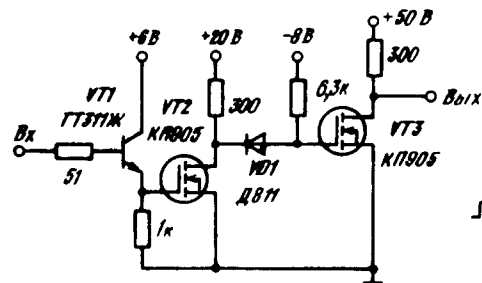


Рис. 6.36. Принципиальная схема трехкаскадного усилителя-ограничителя

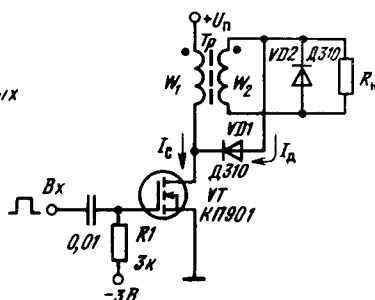


Рис. 6.37. Принципиальная схема усилителя-формирователя с параметрической стабилизацией

ния постоянной времени цепи затвора мощного МДП-транзистора VT2. Два последующих каскада (на транзисторах VT2 и VT3) собраны по схеме с общим истоком и имеют гальваническую связь через стабилитрон VD1, который согласует относительно большое остаточное напряжение VT2 $U_{ост} \approx 5 \dots 8$ В с малым напряжением отсечки $U_{0} \approx 1 \dots 2$ В транзистора VT2. При амплитуде входного импульса около 5 В выходной импульс имеет амплитуду порядка 35 В, время нарастания 0,7 нс и спада 1 нс. Выходной импульс задержан относительно входного на время около 2,5...3 нс. Минимальная длительность выходного импульса порядка 1 нс (при колоколообразной форме). При подаче на вход усилителя-ограничителя сигналов с большой длительностью фронтов крутизна их на выходе возрастает в K_0 раз, где K_0 — общий коэффициент усиления всех каскадов усилителя-ограничителя. Пороговые уровни $U_{вых}$ усилителя-ограничителя можно определить по передаточной характеристике каскада, построение которой описано в § 6.2.

Усилители-формирователи импульсов напряжения стабильной амплитуды должны иметь высокое входное и небольшое выходное сопротивление, сохранять высокую стабильность амплитуды при значительном изменении сопротивления нагрузки. Построение подобных устройств заметно упрощается при использовании ПТ. Однако эти приборы имеют большое выходное сопротивление. Существенное уменьшение выходного сопротивления может быть достигнуто в схемах с параметрической стабилизацией амплитуды.

В схеме на рис. 6.37 [131] в исходном состоянии транзистор VT закрыт. С приходом прямоугольного импульса положительной полярности амплитудой $U_{вх}$ на вход усилителя в цепи стока ПТ появляется ток I_c . Напряжение на стоке транзистора начинает уменьшаться. Одновременно увеличивается напряжение на первичной обмотке W_1 и, следовательно, на нагрузочной обмотке W_2 импульсного трансформатора Tr. В некоторый момент времени напряжения $U_{си}$ и U_n сравниваются по величине, вследствие чего открывается VD1. Дальнейшее изменение напряжения на стоке транзистора и на нагрузке R_n прекращается. На этом заканчивается формирование фронта импульса на выходе усилителя. Начинается процесс формирования вер-

шины импульса. После отпирания диода VD1 напряжение на нагрузке и стоке транзистора выражается соответственно соотношениями

$$U_n = \frac{U_n + U_d}{1 + 1/K_2}, \quad U_{си} = \frac{U_n + U_d}{K_2},$$

где U_d — падение напряжения на открытом диоде VD1; $K_2 = W_2/W_1$ — коэффициент передачи импульсного трансформатора.

Так как условие $U_n \gg U_d$ выполняется всегда, то

$$U_n = \frac{U_n}{1 + 1/K_2} \approx \text{const.}$$

Выходное сопротивление усилителя

$$R_{вых} = \frac{\partial U_n}{\partial I_{вых}} = \left(\frac{K_2}{1 + K_2} \right)^2 R_d,$$

где R_d — дифференциальное сопротивление прямосмещенного диода VD1; $I_{вых}$ — ток нагрузки.

Из (6.12) следует, что при любом конечном значении коэффициента K_2 выходное сопротивление усилителя меньше сопротивления диода R_d . Например, при $K_2 = 1$ и $K_2 = 0,5$ выходное сопротивление $R_{вых}$ соответственно составляет $0,25R_d$ и $0,11R_d$. Стабилизирующее действие диода прекращается, когда с ростом тока нагрузки напряжение U_n уменьшается до напряжения $U_{си}$ и ток в диоде падает до нуля. При этом ток в нагрузке достигает наибольшего значения $I_{вых \text{ макс}} = I_c R_d$.

При токе нагрузки $I_n > I_{вых \text{ макс}}$ выходное сопротивление схемы будет определяться выходным сопротивлением включенного ПТ. После окончания входного импульса диод VD1 будет сохранять состояние высокой проводимости еще в течение некоторого времени t_p . В результате длительность импульса тока в нагрузке $t_{н \text{ вых}}$ превышает длительность усиливаемого сигнала t_n на величину t_p , т. е.

$$t_{н \text{ вых}} = t_n + t_p; \quad t_p \approx \tau_d \ln(I_c/K_2 I_{н \text{ вых}}),$$

где τ_d — постоянная времени диода. При использовании современных быстродействующих диодов величина t_p может составлять единицы — доли наносекунд.

Для потенциальной развязки входной и выходной цепи усилителя в трансформаторе Tr вводится третья дополнительная обмотка W_3 (рис. 6.38). Принцип действия этой схемы аналогичен предыдущей. Напряжение на нагрузке R_n и выходное сопротивление усилителя находятся из выражений

$$U_n = \frac{K_3 (U_n + U_n)}{1 + K_3},$$

$$R_{вых} = \left(\frac{K_3}{1 + K_3} \right)^2 R_d,$$

где $K_3 = W_3/W_1$.

Бестрансформаторный вариант схемы усилителя-формирователя показан на рис. 6.39 [131]. Схема состоит из усилителя на полевом транзисторе VT1 и ограничителя амплитуды на биполярном транзисторе VT2, включенном по схеме с общей базой. Режим питания схемы выбирается из условия $|U_{п1}| > |U_{п2}|$. При подаче на вход схемы импульса положительной полярности длительностью t_n в цепи стока транзистора устанавливается ток I_c и напряжение $U_{си}$. На нагрузке R_n формируется прямоугольный импульс напряжения с плоской вершиной амплитудой $U_n = U_{п2} - (U_{д1} + U_{д2}) \approx U_{п2}$. Выходное сопротивление формирователя $R_{вых} \approx (r_c + r_d)/(\beta + 1)$, где r_c —

омическое сопротивление базы транзистора $VT1$; r_d — динамическое сопротивление диода $VD2$; β — усредненное значение коэффициента передачи тока базы транзистора $VT2$.

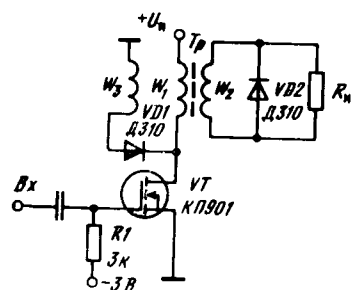


Рис. 6.38. Принципиальная схема усилителя-формователя

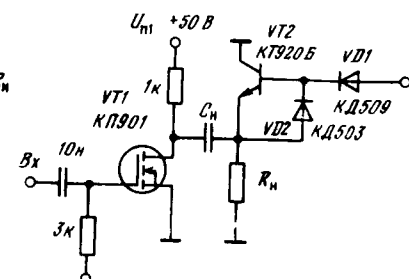


Рис. 6.39. Принципиальная схема усилителя-формователя с ограничением амплитуды на биполярном транзисторе

Значение емкости выбирается из условия $C_n \geq I_{ctn} / (U_{п1} / U_{п2})$.

Это условие выполняется только в том случае, если $I_c > I_n$. Если $I_n \approx I_c$, то ток эмиттера транзистора $VT2$ $I_{э} \approx 0$ и выходное сопротивление схемы возрастает. Следовательно, $I_{н макс} \approx I_c$.

В схеме усилителя-формователя (рис. 6.40) ограничение амплитуды происходит с помощью эмиттерного повторителя, $R_{вых}$ и $I_{н макс}$ определяют-

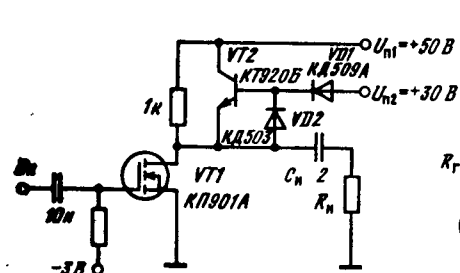


Рис. 6.40. Принципиальная схема усилителя-формователя с ограничением амплитуды на эмиттерном повторителе

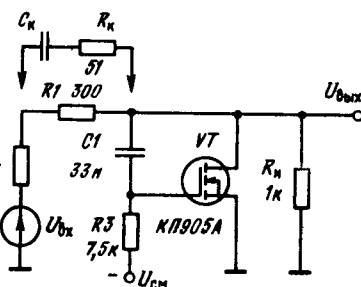


Рис. 6.41. Принципиальная схема параллельного ограничителя амплитуды

ся так же, как в предыдущей схеме. Однако вершина выходного импульса имеет спад. Относительная величина спада

$$\Delta U / (U_{п1} - U_{п2}) = t_n / C_n R_n.$$

Схемы на рис. 6.39 и 6.40 имеют следующие параметры: соответствующие значения выходных сопротивлений 0,3 и 0,35 Ом; время нарастания выходных импульсов (при токе $I_n = 2$ А) $t_n = 25$ нс, время спада $t_{сп} = 40$ нс. При длительности импульсов единицы — доли наносекунд работа обычных транзисторных и диодных ограничителей амплитуды ухудшается: наблюдается заметное искажение фронтов импульсов, появляются выбросы на вершине, изменяется длительность импульсов, возрастает коэффициент передачи в режиме ограничения. Применение ПТ в ограничителях амплитуды заметно ослабляет присущие им недостатки.

В схеме на рис. 6.41 ограничитель образован резисторным делителем напряжения $R1R_n$ и полевым транзистором, охваченным нелинейной параллельной отрицательной обратной связью [132]. Порог ограничения $U_{п отг}$, начиная с которого действует обратная связь, регулируется изменением источника смещения $U_{см}$, запирающего транзистор.

Коэффициенты передачи ограничителя в режимах пропускания и ограничения определяются как

$$K_{пр} \approx \frac{R_n}{R_n + R_1 + R_r}; \quad K_{огр} = \frac{R_n R_{i oc} / (R_n + R_{i oc})}{R_r + R_1 + R_n R_{i oc} / (R_n + R_{i oc})},$$

где $R_{i oc} \approx 1/S$ — выходное сопротивление открытого ПТ; R_r — сопротивление источника сигнала.

Динамические свойства ограничителя характеризуются постоянными времени в режимах пропускания и ограничения соответственно $t_{пр} \approx C_0 [(R_r + R_1) \parallel R_n]$; $t_{огр} \approx C_0 [(R_r + R_1) \parallel R_n \parallel R_{i oc}]$, где $C_0 = C_{зп} + C_{сн} + C_{св}$.

При указанных на схеме номиналах элементов ограничитель имеет следующие параметры: $K_{пр} = 0,73$; $K_{огр} = 0,078$; $t_{пр} = 3,55$ нс; $t_{огр} = 0,39$ нс ($R_r = 75$ Ом, $C_{сн} = 5$ пФ). Экспериментально установлено, что с помощью емкостной коррекции (цепь $R_k C_k$) можно существенно уменьшить искажения фронта импульса в режиме пропускания. Однако ее применение увеличивает значение $K_{огр}$, так как резистор $R1$ шунтируется этой цепью.

Осциллограммы выходных импульсов ограничителя с коррекцией фронта и среза приведены на рис. 6.42.

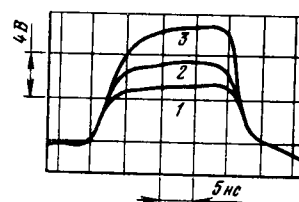


Рис. 6.42. Осциллограммы выходных импульсов ограничителя с коррекцией фронта и среза при $U_{см} = 3$ В (луч 1), 5 В (луч 2) и 10 В (луч 3)

6.8. Пикосекундные усилители

Для построения пикосекундных усилителей с большим коэффициентом усиления необходимо использовать многокаскадный принцип их построения. При этом нужно сочетать высокодобротные каскады, работающие в линейном и нелинейном режимах, а также использовать как полевые, так и биполярные транзисторы. Это обеспечивает требуемую широкополосность усилительного тракта и позволяет более полно реализовать потенциальные возможности элементной базы.

В [123] описаны тонкопленочные гибридные модули пикосекундных усилителей, позволяющие при их стыковке строить усилители с высокими эксплуатационными характеристиками (рис. 6.43). В первом модуле (рис. 6.43, а) для выравнивания АЧХ использованы рассогласующие RLC -цепи, обеспечивающие отражение основной части мощности сигнала в области низких частот и согласование в области высоких частот полосы пропускания. Возможность достижения малых значений нижней граничной частоты (до 10...100 Гц), а также независимость настроек модуля в области высоких и низких частот являются его достоинствами.

Во втором модуле (рис. 6.43, б) для уменьшения неравномерности АЧХ применены выравнивающие цепи с потерями. В области низких частот выравнивание АЧХ осуществляется нагрузочными резисторами 50...100 Ом в стыковых цепях ПТ. В области средних и высоких частот АЧХ выравнивается с помощью соответственно параллельной индуктивной коррекции и звеньев фильтра нижних частот. По сравнению с другими этот модуль имеет

наиболее высокий коэффициент усиления. Однако рассмотренные модули имеют сравнительно большой коэффициент стоячей волны входа (КСВН), что требует дополнительной подстройки при стыковке таких модулей. Лучшим значением коэффициента стоячей волны входа отличается мо-

в первом каскаде. Основными преимуществами модуля являются хорошая повторяемость характеристик, максимальная полоса рабочих частот, сохра-

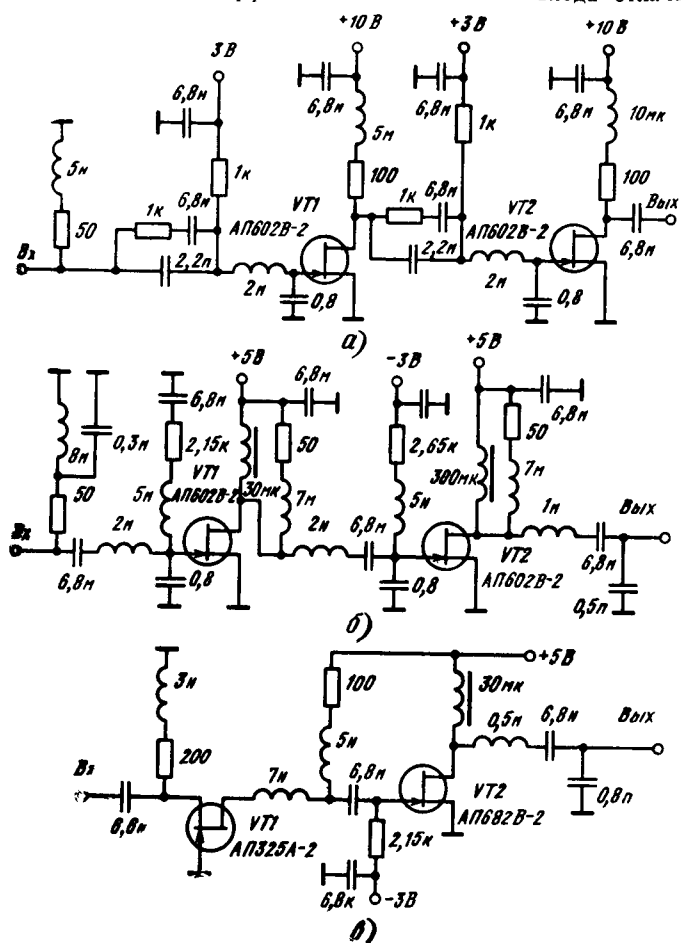


Рис. 6.43. Принципиальные схемы гибридных модулей пикосекундных усилителей

дуль, выполненный по схеме общий затвор — общий сток (рис. 6.43, в). В то же время малая крутизна (20 мА/В) транзистора с общим затвором, необходимая для обеспечения согласования с трактом с волновым сопротивлением 50 Ом, приводит к необходимости увеличения нагрузочного сопротивления в стоковой цепи транзистора для получения приемлемого усиления. Значение этого сопротивления и определяет верхнюю граничную частоту модуля.

Универсальным по своим характеристикам является модуль (рис. 6.44), в котором для выравнивания АЧХ и согласования по входу используются параллельная индуктивная коррекция и звенья фильтра нижних частот, а также частотно-зависимая отрицательная обратная связь по напряжению

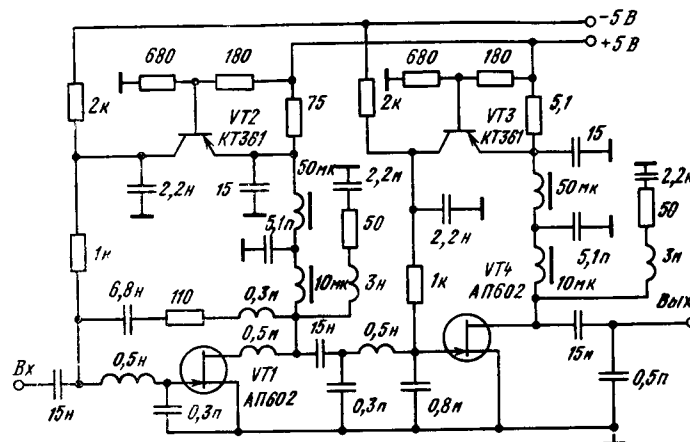


Рис. 6.44. Принципиальная схема пикосекундного усилителя с отрицательной обратной связью

нение характеристик модулей при их стыковке.

Для сравнения рассмотренных модулей пикосекундных усилителей по основным параметрам в табл. 6.6 приведены их основные характеристики.

Таблица 6.6. Сравнительный анализ усилителей, представленных на рис. 6.43 и 6.44

Схема усилителя	Коэффициент усиления	Полоса пропускания при неравномерности АЧХ $\pm 1,5$ дБ, ГГц	Время нарастания переходной характеристики, пс	КСВН входа (максимум)	КСВН выхода (максимум)
Рис. 6.43, а	6	0,0001... 5,5	70	5,0	2,5
Рис. 6.43, б	8	0,00015... 6	60	4,5	2,5
Рис. 6.43, в	4	0,0008... 4,5	80	2,0	2,5
Рис. 6.44	7	0,00015... 7,0	50	3,5	2,5

Максимальное выходное напряжение всех модулей на нагрузке 50 Ом составляет $\pm 2,5$ В, кроме модуля, приведенного на схеме рис. 6.43, в, у которого это напряжение ограничивается малоомным входным транзистором. Рассмотренные субнаносекундные усилительные модули могут быть использованы для усиления и регулирования амплитуды сигналов с временем фронта до 50 пс и длительностью импульса до 100 нс. Кроме того, они могут быть использованы в качестве многооктавных усилителей с линейной ФЧХ в полосе частот 150 кГц... 7 ГГц, а также в качестве усилителей-формирователей импульсных сигналов с частотой повторения 3... 3,5 ГГц.

На рис. 6.45 представлен усилитель-формирователь на транзисторах с затвором Шотки [133], представляющий собой гибридно-интегральное многофункциональное устройство. Принцип его построения основан на применении нелинейного и линейного методов формирования сигналов, что позволяет уменьшать длительность фронта и среза формируемых импульсов и

его затвором включен резистор. Каскады усилителя на транзисторах VT4, VT6 выполнены с использованием диссипативных корректирующих цепей, позволяющих обеспечить близкий к максимально возможному коэффициент усиления каскада при заданных полосе пропускания и неравномерности АЧХ.

Выходной каскад усилителя собран на транзисторах VT8, VT9 по схеме со сложением напряжений и параллельным питанием. Его АЧХ корректи-

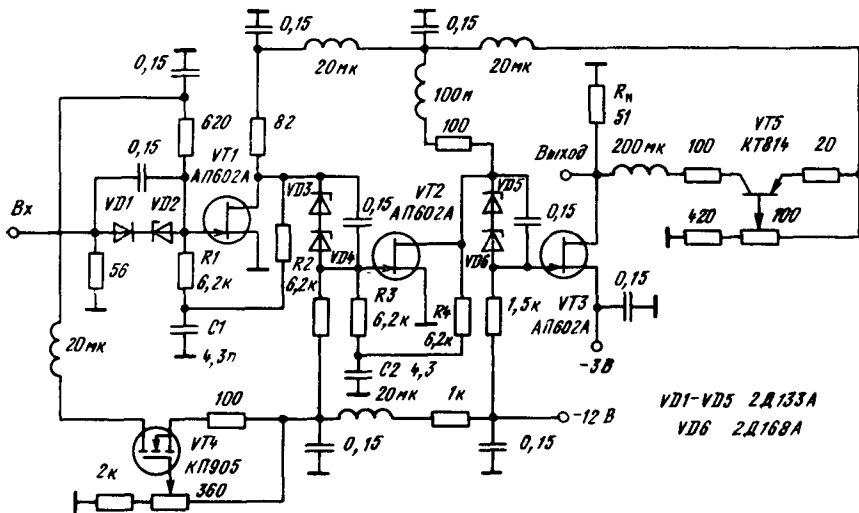


Рис. 6.47. Принципиальная схема импульсного усилителя с субнаносекундным временем установления

руется с помощью ускоряющей емкости в базе транзистора VT8. Для получения максимальной выходной мощности каскада емкость в цепи базы транзистора VT9 выбирается из условия получения коэффициента усиления по напряжению, равного двум во всем диапазоне частот. Это эквивалентно обеспечению входного сопротивления транзистора VT9, равного 25 Ом.

Усилитель имеет следующие характеристики: коэффициент усиления 32 дБ; неравномерность АЧХ не более ± 1 дБ в диапазоне частот 50...1500 МГц; выходная мощность 1,5 Вт; коэффициенты стоячей волны по входу и выходу не более 2 и 3 соответственно; глубина регулировки усиления 20 дБ.

В [27] рассмотрен импульсный усилитель на мощных GaAs транзисторах с субнаносекундным временем установления. Схема усилителя (рис. 6.47) состоит из трех каскадов, включенных по схеме с общим истоком на транзисторах VT1—VT3. Для передачи постоянной составляющей входного сигнала связи между каскадами

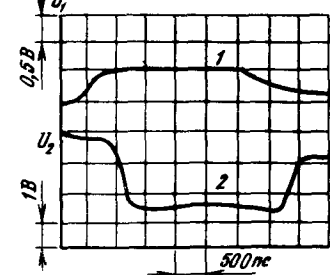


Рис. 6.48. Осциллограммы входного (луч 1) и выходного (луч 2) импульсов напряжения

выполнены по схеме сдвига уровня на стабилитронах VD2—VD6. Для повышения температурной стабильности усилителя первые два каскада охвачены отрицательной обратной связью: R1 и R2, C1 и R3, R4 и C2. Диод VD1 служит для температурной компенсации первого каскада по постоянному току.

Для коррекции фронта переходной характеристики во втором каскаде используется простая индуктивная коррекция. Каскад на транзисторе VT4 позволяет изменять положение рабочей точки транзистора VT1 и тем самым плавно регулировать амплитуду выходного сигнала. С помощью транзистора VT5 осуществляется смещение базового уровня выходного сигнала.

На рис. 6.48 приведены осциллограммы входного и выходного импульсов усилителя. Из них видно, что данный усилитель имеет время установления около 0,2 нс при амплитуде выходных импульсов до 3 В на нагрузке $R_n = 50$ Ом и коэффициент усиления порядка 14 дБ.

Глава 7.

Импульсные устройства высокого быстродействия

7.1. Генераторы и формирователи нано- и пикосекундных импульсов

В настоящее время в приборостроении, ядерной электронике, в волоконно-оптических линиях связи широко внедряются субнаносекундные и пикосекундные импульсные устройства. При этом необходимы генераторы и формирователи с электронной регулировкой амплитуды, длительности, частоты повторения импульсов, смещения их базовой линии.

На рис. 7.1 представлена схема ждущего генератора, построенная с применением лавинного транзистора VT1, диода с накоплением заряда VD1 и мощного GaAs ПТ VT2 [135]. Релаксационный генератор на лавинном

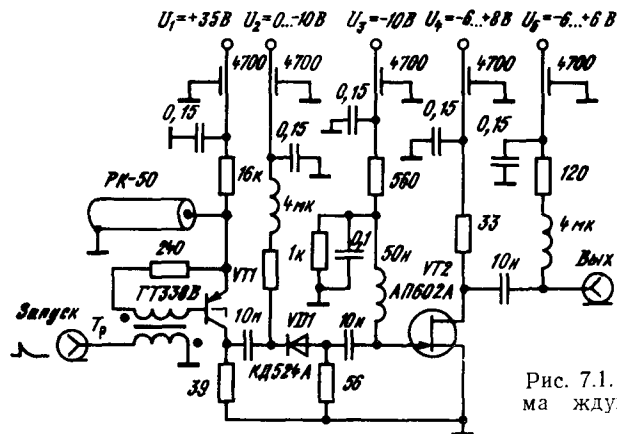


Рис. 7.1. Принципиальная схема ждущего генератора импульсов

транзисторе запускается импульсами, поступающими с выхода любого стандартного генератора, с помощью которого можно регулировать частоту в необходимых пределах.

Особенностью схемы оконечного каскада является возможность получения выходных импульсов как положительной, так и отрицательной полярности. При положительном питающем напряжении U_4 этот каскад представляет собой схему с общим истоком, причем на нагрузке формируется импульс положительной полярности. При отрицательном напряжении U_4 оконечный каскад будет работать как схема с общим стоком. В этом случае на нагрузке формируется импульс отрицательной полярности. Такое включение транзис-

тора VT2 допустимо, так как структура GaAs ПТ является симметричной. Однако необходимо следить за тем, чтобы запирающее смещение, подаваемое на затвор транзистора, всегда было более отрицательным, чем напряжение питания.

Изменяя ток через днод с накоплением заряда путем регулировки напряжения U_2 в указанных пределах, можно регулировать длительность импульсов в пределах 0,3...20 нс. Изменяя напряжение U_4 , можно регулировать амплитуду выходного импульса на нагрузке $R_n=50$ Ом в пределах 0...6 В, а с помощью регулируемого источника U_5 осуществлять плавное смещение импульса относительно нулевой линии в пределах ± 5 В. Минимальная длительность формируемых импульсов порядка 1 нс, а их время нарастания и спада около 150 пс.

На рис. 7.2 показана схема низкочастотного генератора субнаносекундных прямоугольных импульсов отрицательной полярности [136]. На лавинном транзисторе VT1 выполнен задающий генератор по схеме релаксатора, фор-

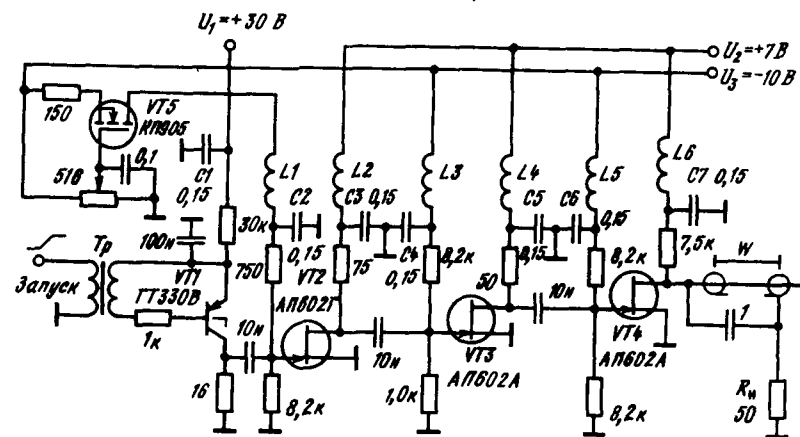


Рис. 7.2. Принципиальная схема низкочастотного генератора субнаносекундных импульсов

мирующий импульс с длительностью фронта $t_f \approx 300$ пс. Этот генератор может работать как в ждущем, так и в автоколебательном режиме, в который он переходит при увеличении напряжения питания U_1 до 35 В.

Сформированный лавинным транзистором, импульс усиливается двухкаскадным усилителем на полевых транзисторах VT2, VT3, работающих в нелинейном режиме. Это позволяет уменьшить длительность фронта импульса до $t_f \approx 100$ пс. Выходной импульс усилителя подается на вход формирователя с накопительной линией (отрезок коаксиального кабеля с волновым сопротивлением $\rho=50$ Ом), выполненного на транзисторе VT4. Плавная регулировка амплитуды выходных импульсов в пределах 1,5...2,5 В осуществляется с помощью источника тока, собранного на транзисторе VT5, который изменяет положение рабочей точки транзистора VT2. Изменение длительности формируемых импульсов в широких пределах осуществляется путем изменения длины накопительной линии: $t_n=2lt_3$, где l — длина кабеля, t_3 — погонная задержка кабеля. Индуктивности $L1-L6$ и конденсаторы $C1-C7$ включены для развязки по цепи питания. При этом индуктивности выполнены на ферритовых сердечниках размером $7 \times 4 \times 2$ и содержат 10 витков провода ПЭВ-0,2. Время нарастания формируемых импульсов составляет порядка 100 пс, а время спада около 150 пс. Частота импульсов генератора может изменяться в пределах 0,2...300 кГц.

На рис. 7.3 представлена схема импульсного генератора, работающего в автоколебательном режиме [135]. Она обеспечивает формирование импуль-

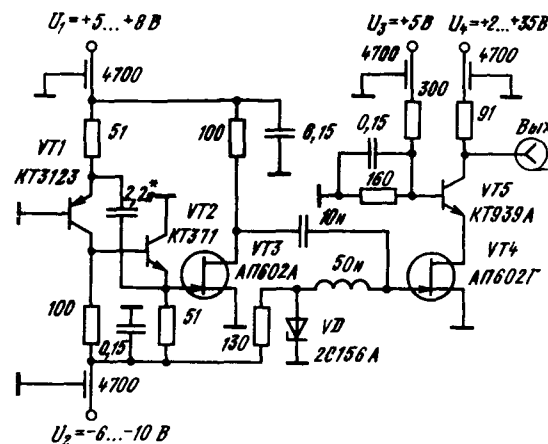


Рис. 7.3. Принципиальная схема автоколебательного генератора

сов в диапазоне частот до 400 МГц. Задающая часть автогенератора выполнена на биполярных СВЧ-транзисторах VT1, VT2 разного типа проводимости, образующих схему мультивибратора с эмиттерной времязадающей цепью. Каскад на транзисторе VT3 осуществляет обострение фронта и срез задающих импульсов.

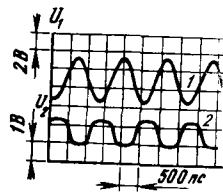
Оконечный каскад генератора выполнен на основе каскодной схемы. Такое включение реализует потенциальные возможности и биполярного транзистора, включенного по схеме с общей базой, и полевого. Кроме того, в этой схеме частично преодолевается такой недостаток GaAs ПТ, как их невысокое (≤ 8 В) допустимое напряжение сток-исток. Длительность и частота повторения импульсов этого генератора изменяются путем изменения напряжений питания U_1 , U_2 автоколебательного мультивибратора, а амплитуда импульсов регулируется с помощью напряжения питания U_4 окончного каскада.

Схема высокочастотного генератора прямоугольных импульсов приведена на рис. 7.4 [136]. На транзисторе VT1 выполнен задающий генератор синусоидальных колебаний. Резистором R выбирается оптимальный режим работы генератора по постоянному току при минимальных искажениях формы выходного сигнала. Частота колебаний генератора определяется параметрами резонатора, выполненного на несимметричной полосковой линии. При ширине $W=2,4$ мм и ее длине $l=63$ мм была получена частота генерации $f_g \approx 1$ ГГц. Подстроечным конденсатором C можно менять частоту в пределах $\pm 3\%$.

Транзистор VT2, включенный по схеме с общим истоком, служит для ограничения синусоидального сигнала, которое осуществляется, с одной стороны, уровнем питающего напряжения на стоке транзистора, а с другой — использованием прямосмещенного перехода Шотки. Выходной каскад собран на транзисторе VT3 по схеме повторителя в инверсном включении, что позволяет значительно снижать выходную паразитную емкость между массивным корпусом транзистора VT3 и общей шиной, а также уменьшать входную емкость этого каскада, которая в данном включении становится $C_{зс}$, а не $C_{зд}$ ($C_{зс} < C_{зд}$).

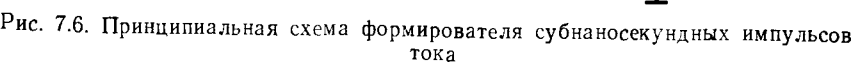
На рис. 7.5 приведены осциллограммы синусоидального и импульсного сигналов. Из них видно, что при частоте следования импульсов порядка 1 ГГц, время нарастания и спада импульсов составляет около 150 пс. При

более тщательном исполнении конструкции генератора время нарастания и спада может быть уменьшено до 50...60 пс.

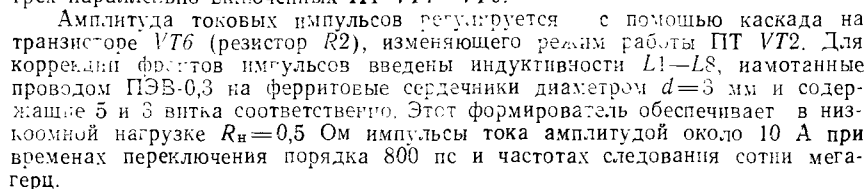


← Рис. 7.4. Принципиальная схема высокочастотного генератора прямоугольных импульсов

На рис. 7.6 представлена принципиальная схема формирователя импульсов тока с субнаносекундными фронтами [137]. Задающий генератор импульсов выполнен на лавинном транзисторе *VT1* по схеме релаксатора с нако-

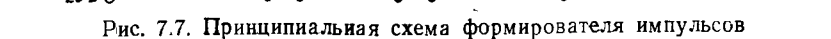


питательной линией. Для формирования крутого спада задающего импульса используется диод с накоплением заряда VD_1 . Когда диод находится в состоянии высокой проводимости за счет тока смещения, текущего от ис-



В настоящее время разработаны быстродействующие интегральные схемы эмиттерно-связанной логики (серии 100, 500, K1500) с рабочими частотами до 400 МГц и сверхбыстродействующие GaAs микросхемы (серия 6500) с рабочими частотами до 1 ГГц. Поэтому в ряде случаев при построении быстродействующих генераторов и формирователей их схемы управления целесообразно строить на таких микросхемах малой и средней степени интеграции. Это значительно упрощает схемотехнику задающих каскадов и позволяет обеспечить идентичность параметров при их тиражировании [138, 139], а сверхбыстродействующие дискретные приборы использовать только для усиления импульсов управления по мощности и улучшения их динамических параметров.

На рис. 7.7 представлена схема формирователя импульсов, поступающих от схемы управления, выполненной на микросхемах серии К1500. Так как



логический перепад напряжения у этих микросхем невелик (около 0,75 В) и, кроме того, эти микросхемы формируют импульсы напряжения отрицательной полярности, то для получения положительного выходного напряжения необходимой амплитуды с хорошими динамическими характеристиками здесь используется несколько каскадов предварительного усиления и формирования.

Первый каскад формирователя выполнен на транзисторах $VT1—VT6$, включенных по схеме Джильберта и работающих при фиксированном токе эмиттеров. Этот каскад обеспечивает формирование импульсов напряжения амплитудой до 5 В с фронтом и срезом порядка 0,4...0,5 нс. Затем полученные импульсы усиливаются по мощности с помощью несимметричного токового переключателя (транзисторы $VT7$ и $VT8$) и далее поступают на вход триггера Шмитта, который формирует импульсы в нагрузке $R_n = 51 \text{ Ом}$ с фронтом и срезом порядка 0,1...0,15 нс.

На рис. 7.8 показан формирователь, предназначенный для увеличения амплитуды выходных импульсов, поступающих от схемы управления, построенной на микросхемах серии 6500. В этой схеме паразитные емкости

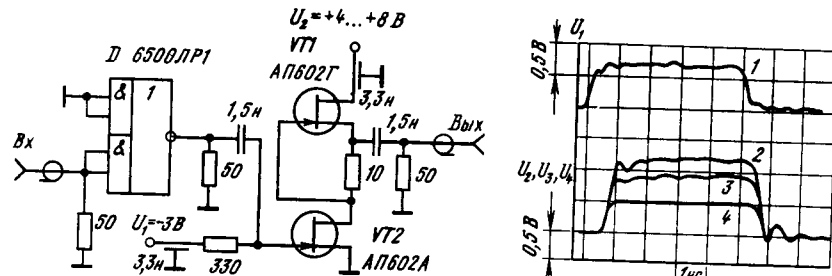


Рис. 7.8. Принципиальная схема формирователя со схемой управления на микросхеме 6500ЛР1

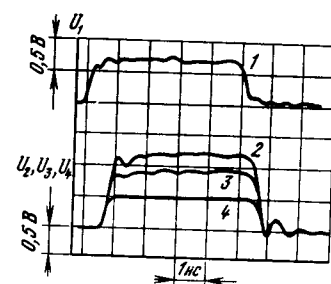


Рис. 7.9. Осциллограммы входного импульса (луч 1) и выходных импульсов (лучи 2, 3, 4) формирователя

нагрузки очень быстро заряжаются с помощью источника тока, выполненного на транзисторе $VT1$, а разряжаются через небольшое сопротивление канала открытого транзистора $VT2$. Изменяя напряжение питания формирователя U_2 в пределах 4...8 В, можно регулировать амплитуду выходных импульсов в пределах 2...5 В без ухудшения динамических характеристик. На рис. 7.9 показаны осциллограммы входных и выходных импульсов этого формирователя.

Для обострения сформированных таким образом импульсов необходимо использовать диод с накоплением заряда, как показано на рис. 7.10. Для эффективной работы обострителя необходимо, чтобы заряд, накопленный в диоде $VD1$ за время протекания через него прямого тока, был удален из него за время фронта входного сигнала.

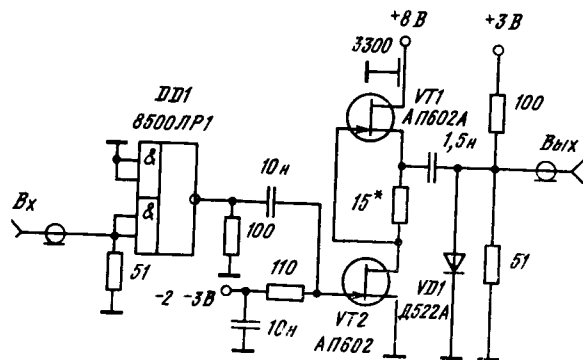


Рис. 7.10. Принципиальная схема формирователя с диодом с накоплением заряда

7.2. Быстродействующие формирователи высоковольтных и сильноточных импульсов

Для запуска мощных лазерных решеток, перемагничивания магнитных сердечников, для оценки характеристик мощных переключательных полупроводниковых приборов необходимы формирователи сильноточных и высоковольтных наносекундных импульсов. Такие формирователи на токи до единиц ампер, построенные на мощных МДП-транзисторах с горизонтальным каналом, описаны в [13]. Мощные МДП-транзисторы с вертикальной структурой существенно превосходят приборы с горизонтальным каналом по величине коммутируемого тока и напряжения, что делает перспективным построение на них мощных формирователей наносекундных импульсов.

В схеме, представленной на рис. 7.11, а, выходной каскад выполнен

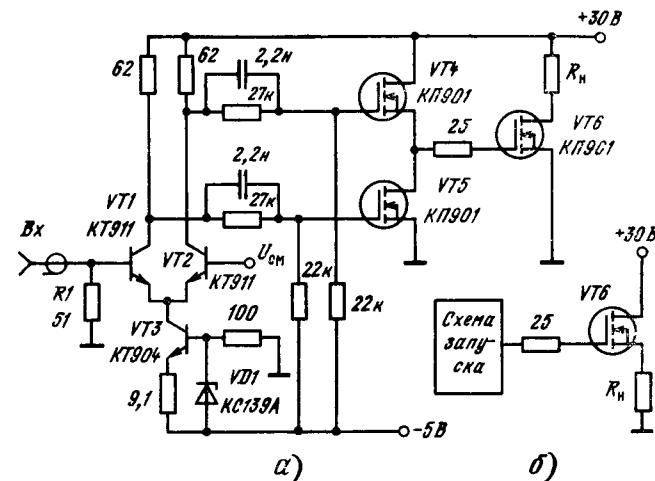


Рис. 7.11. Принципиальная схема формирователя с выходным каскадом, включенным по схеме с общим истоком (а) и с выходным истоковым повторителем (б)

на основе мощного МДП-транзистора, включенного по схеме с общим истоком [140]. В формирователе, показанном на рис. 7.11, б, выходной каскад построен по схеме с общим стоком (истоковый повторитель). Время переключения мощных МДП-транзисторов в основном определяется постоянной времени их входной цепи:

$$t_{вх} = R_{гвх} C_{вх},$$

где $C_{вх} \approx C_{зв} + (1 + K_U) C_{зс}$ — для схемы рис. 7.11, а и $C_{вх} = C_{зс} + (1 - K_U) C_{зв}$ — для схемы рис. 7.11, б; $R_{гвх}$ — сопротивление генератора управляющих сигналов; K_U — коэффициент усиления каскада по напряжению. Кроме того, для полной раскачки по току мощных МДП-транзисторов с вертикальным каналом необходимы импульсы входного напряжения $U_{вх} = 15...20 \text{ В}$. Таким образом, быстрый запуск этих транзисторов требует разработки предварительных каскадов, способных заряжать и разряжать входные емкости в сотни и тысячи пикофарад за время в единицы—десятки наносекунд.

В формирователях (рис. 7.11) запуск выходного каскада осуществляется от двухтактного ключа на МДП-транзисторах $VT4, VT5$, управляемого дифференциальным каскадом на биполярных транзисторах $VT1, VT2$ с токо-стабилизирующей цепью на $VT3$ в цепи их эмиттеров. При этом формирователь можно запускать сигналом непосредственно с выхода ЭСЛ-микро-

схем, а при исключении резистора R1 — с выхода ТТЛ- и ТТЛШ-микросхем. Напряжение смещения $U_{см}$ выбирается порядка $-1,2$ В для ЭСЛ и $1,4$ В для ТТЛ- и ТТЛШ-микросхем.

На рис. 7.12, а, б представлены осциллограммы импульсов на входе и выходе мощных выходных каскадов, построенных на транзисторах КП909,

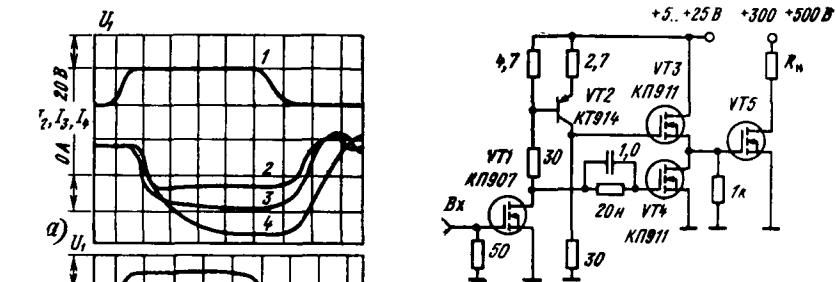


Рис. 7.13. Принципиальная схема высоковольтного формирователя импульсов напряжения

← Рис. 7.12. Осциллограммы импульсов на входе оконечного каскада (луч 1) и тока в нагрузке для транзисторов КП911 (луч 2), КП909 (луч 3), КП913 (луч 4) в схемах на рис. 7.11, а, б

КП911, КП913. Из них видно, что эти транзисторы могут формировать импульсы тока амплитудой 14, 9, 20 А в нагрузке $R_n=0,5$ Ом при временах нарастания и спада соответственно 9, 4, 15 нс. При этом выходной каскад на МДП-транзисторе с общим стоком обладает меньшими временами задержки включения и выключения.

На рис. 7.13 представлена принципиальная схема высоковольтного формирователя импульсного напряжения, в оконечном каскаде которого использо-

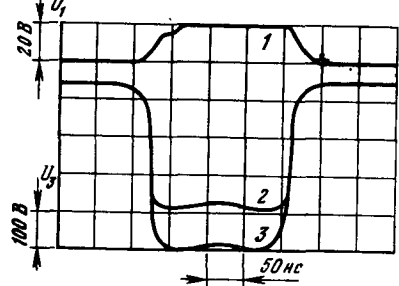


Рис. 7.14. Осциллограммы импульсов на входе (луч 1) и выходе (лучи 2, 3) оконечного каскада формирователя

ваны высоковольтные МДП-транзисторы КП701 и КП702 [141]. В этом формирователе схема возбуждения выполнена на транзисторах VT1—VT4, причем для перезаряда динамической входной емкости оконечного каскада используются попеременно открывающиеся мощные МДП-транзисторы VT3, VT4 с максимальным током до 5 А. Транзисторы VT1, VT2 обеспечивают предварительное усиление импульсов напряжения, поступающих с выхода задающего генератора, который может быть построен на ТТЛ- и ТТЛШ-микросхемах.

На рис. 7.14 представлены осциллограммы импульсов напряжения, полученных в нагрузке $R_n=50$ Ом при использованнии в выходном каскаде КП701 (луч 3) и КП702 (луч 2). Как видно, время переключения напряжения 300...500 В составляет 10...15 нс.

Как было отмечено ранее, температурный коэффициент тока стока мощного ПТ имеет отрицательный знак, благодаря чему при параллельном

соединении нескольких приборов их токи автоматически выравниваются. Это позволяет увеличить допустимый коммутируемый ток в нагрузке формирователя.

В схеме формирователя (рис. 7.15) пятнадцать ПТ VT1—VT15 соединены параллельно, что обеспечивает значение тока в импульсе, равное 150 А [142]. В первый момент через ПТ с максимальной крутизной будет проте-

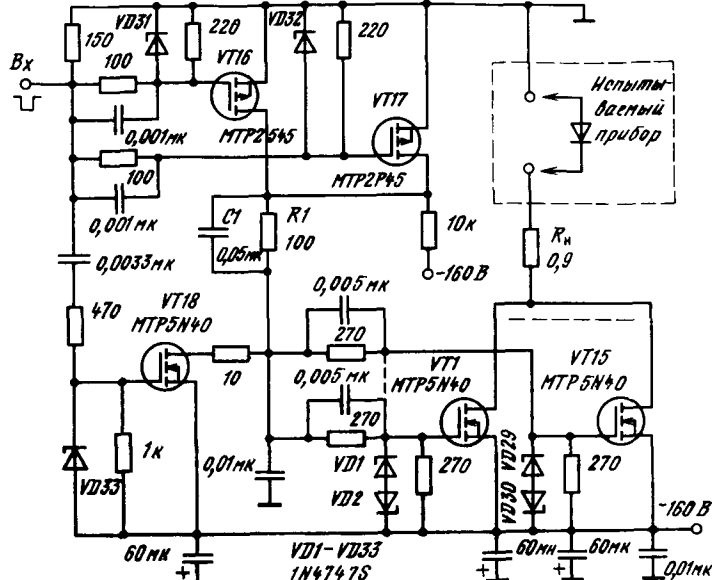


Рис. 7.15. Принципиальная схема мощного формирователя

чать наибольший ток стока и на нем будет рассеиваться значительная мощность. С ростом температуры сопротивление канала этого транзистора будет возрастать, тем самым ограничивая ток стока. Такой процесс саморегулирования будет продолжаться до тех пор, пока токи стоков всех параллельно включенных транзисторов в схеме не уравниваются.

Для формирования тока запуска указанных полевых транзисторов используется схема на двух р-канальных ПТ VT16 и VT17, соединенных параллельно. Эти транзисторы включаются отрицательным запускающим входным импульсом амплитудой 50 В. Через ограничительный резистор R1 и ускоряющий конденсатор C1 осуществляется управление затворами всех 15 транзисторов.

Для простоты на рисунке показаны только две цепи управления затворами транзисторов VT1 и VT15, каждая из которых содержит резистор связи по постоянному току, ускоряющий конденсатор и встречно включенные защитные стабилитроны. Для уменьшения времени выключения схемы используется фиксатор на n-канальном ПТ VT18, который включается срезом входного импульса и подает запирающее напряжение на затворы транзисторов VT1—VT15. Данный формирователь позволяет переключать ток силой до 150 А при напряжении 140 В, причем время установления напряжения не превышает 10 нс, а время нарастания тока составляет порядка 250 нс.

На рис. 7.16 представлен формирователь токовых импульсов, в котором ток около 40 А коммутируется шестью параллельно соединенными транзисторами КП909А [143]. Эти транзисторы включены по схеме с общим стоком, что позволяет избежать эффекта Миллера, связанного с наличием значительных проходных емкостей. Однако и в этом случае входная динамическая

при нагрузке с низким импедансом. Такой формирователь обеспечивает импульсы до 5 кВт при номинальной длительности 20 нс. Это означает, что схема способна формировать импульсы напряжения до 250 В или тока до 30 А.

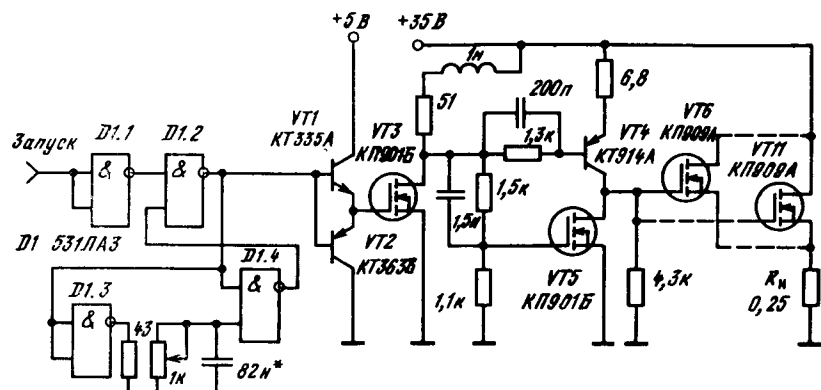


Рис. 7.16. Принципиальная схема формирователя токовых импульсов

Рис. 7.17. Принципиальная схема каскодного формирователя высоковольтных сильноточных импульсов

Рис. 7.18. Принципиальная схема формирователя импульсов с параллельным включением каскодных схем и схем их управления

Увеличение числа параллельно включенных МДП-транзисторов приводит к возрастанию коммутируемого тока, но одновременно увеличивает длительность фронта и среза импульсов тока. Это связано с тем, что возрастает суммарная входная емкость, а она главным образом и определяет время переключения тока в нагрузке.

Для увеличения амплитуды тока при сохранении высоких динамических параметров схемы вместо параллельного включения мощных МДП-транзисторов целесообразно использовать параллельное включение отдельных формирователей с раздельным их запуском. При таком способе управления оконечными формирователями удастся уменьшить времена переключения примерно в 1,5 раза.

На рис. 7.18 представлен формирователь сильноточных высоковольтных импульсов с параллельным включением каскодных схем и схем их управления [145]. Схемы управления обеспечивают быстрый перезаряд динамических емкостей мощных МДП-транзисторов, так как имеют небольшие выходные сопротивления. Входной управляющий сигнал может быть сформирован с помощью интегральных ТТЛШ-микросхем с повышенной нагрузочной способностью. Данный формирователь обеспечивает в низковольтной нагрузке $R_n \leq 1$ Ом получение импульсов тока до 60 А с временами фронта и среза менее 20 нс.

7.3. Импульсные устройства для исследования динамических характеристик полупроводниковых излучателей

В настоящее время для волоконно-оптических линий связи в качестве источников света широко применяются полупроводниковые инжекционные лазеры непрерывного действия малой мощности [146—148]. Но при модуляции этих излучателей с высокой скоростью ($f_m \geq 1$ ГГц) на форму передаваемого оптического сигнала существенное влияние оказывают переходные процессы в них.

При модуляции лазеров прямоугольными импульсами тока наблюдается временная задержка светового отклика $t_3 = \tau_c \ln[I_n / (I_n - I_p)]$, где I_n —

амплитуда тока накачки лазера; I_n — пороговый ток; τ_c — эффективное время жизни носителей. Кроме того, импульсы лазерного излучения имеют вид затухающих осцилляций с периодом колебаний

$$T = 2\pi \sqrt{\tau_c \tau_{\phi} / (I_n / I_n - 1)}.$$

Простейший метод исследования временных параметров полупроводниковых лазерных диодов основан на использовании формирователя с субнаносекундным временем нарастания токовых импульсов, быстродействующего фотоприемника и стробоскопического осциллографа.

На рис. 7.19 показана схема установки для определения динамических характеристик полупроводниковых инжекционных лазеров. В схеме формирователя используется сочетание генератора на лавинном транзисторе VT1

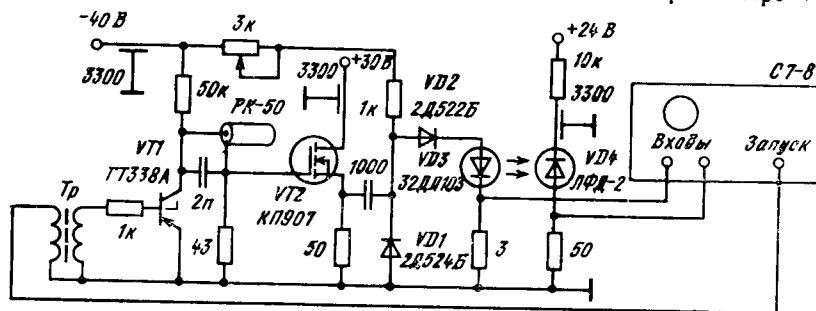


Рис. 7.19. Схема установки для определения динамических характеристик полупроводниковых инжекционных лазеров

и ключа на мощном МДП-транзисторе с горизонтальным каналом, который увеличивает нагрузочную способность формирователя [149]. Для обострения фронта токовых импульсов применен диод с накоплением заряда VD1. Амплитуда тока накачки лазера плавно регулируется от 0 до 1 А при изменении питания ПТ. Длительность формируемых импульсов задается для высокочастотного кабеля, выполняющего роль накопительной линии. В небольших пределах длительность импульсов тока может регулироваться путем изменения прямого тока через VD1.

Запуск формирователя осуществляется импульсами синхронизации, создаваемыми самим осциллографом, что позволяет получать на экране

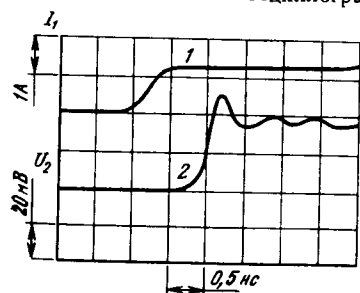


Рис. 7.20. Осциллограммы перепада тока накачки лазерного диода (луч 1) и сигнала с фотодиода (луч 2)

устойчивое изображение, но можно использовать и внешний запуск. Световые импульсы регистрируются лавинным фотодиодом VD4, сигнал с которого подается непосредственно на второй вход осциллографа без применения промежуточных усилителей, которые неизбежно бы искажали его. Для уменьшения наводок фотодиод вместе с шлейфовым сопротивлением монтируется в переходном соединителе коаксиального кабеля.

На рис. 7.20 представлены осциллограммы перепада тока накачки лазерного диода и светового сигнала, полученные в данной схеме при исследовании динамических характеристик инжекционных лазеров с двойной гетероструктурой. Из них видно, что формирователь обеспечивает импульсы тока амплитудой около 1 А и вре-

менем нарастания порядка 0,4 нс. В данной установке для получения импульсов тока накачки лазерных диодов с большой крутизной можно использовать формирователь коротких импульсов, построенный на двух параллельно включенных GaAs ПТ [121].

При исследовании влияния переходных процессов на предельные возможности кодо-импульсной модуляции полупроводниковых лазеров целесообразно использовать двухимпульсные тестовые сигналы тока с возможностью изменения временной задержки между импульсами. Это позволяет имитировать очень высокую частоту повторения токовых импульсов и детально исследовать динамические характеристики излучателей. Для этих целей может быть использован генератор парных импульсов тока (рис. 7.21). Для формирования импульсов управления используются два независимых канала, построенных на микросхемах эмиттерно-связанной логи-

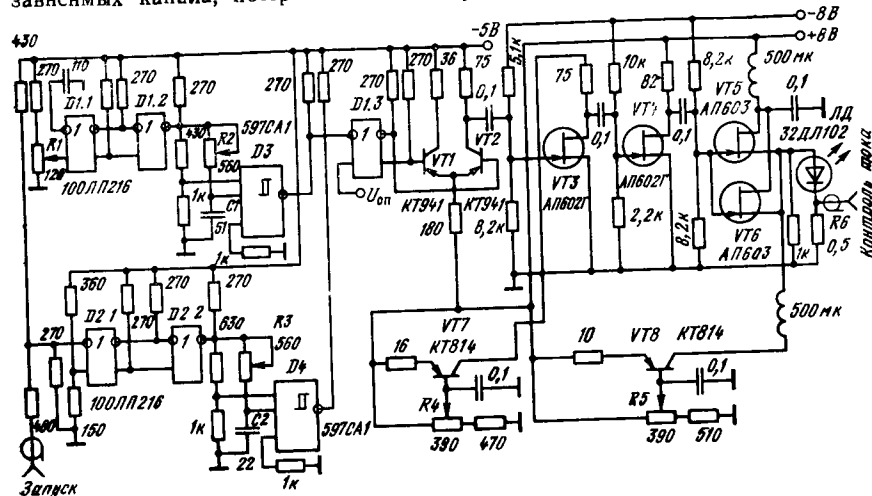


Рис. 7.21. Принципиальная схема генератора парных импульсов

ки (дифференциальные приемники с линией D1D2 и компараторы D3D4). Задержка между импульсами осуществляется изменением уровня срабатывания микросхемы D1.1 с помощью резистора R1, а регулировка длительности импульсов производится изменением скорости нарастания напряжения на одном из входов компараторов (резисторы R2, R3).

Полученные таким образом импульсы суммируются с помощью D1.3 и подаются на формирователь тока, который состоит из предварительного усилителя на биполярных транзисторах VT1, VT2 и оконечных каскадов на арсенид галлиевых ПТ с барьером Шоттки. Ток смещения лазерного диода регулируется с помощью источника тока, выполненного на транзисторе VT8. Изменение амплитуды токовых импульсов

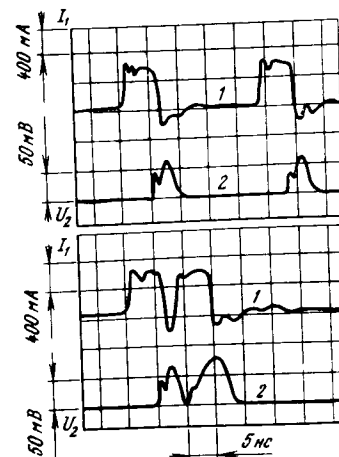


Рис. 7.22. Осциллограммы токовых импульсов (луч 1) и светового отклика (луч 2) при разной задержке между тест-импульсами

осуществляется с помощью каскада на транзисторе $VT7$, который изменяет режим работы транзистора $VT3$. Запуск устройства производится от стандартного генератора импульсных сигналов. Осциллограммы токовых импульсов лазерного диода и светового отклика представлены на рис. 7.22. Данный генератор формирует парные импульсы тока с регулируемой длительностью 3...30 нс. Задержка между импульсами плавно изменяется от 0 до 30 нс, а их амплитуда регулируется от 0 до 800 мА. Ток смещения плавно регулируется в пределах 0...400 мА.

7.4. Импульсные модуляторы полупроводниковых излучателей малой и средней мощности

Схемные решения импульсных модуляторов полупроводниковых излучателей малой и средней мощности довольно разнообразны и зависят от таких параметров лазерных диодов, как рабочие ток накачки и частота модуляции. Для излучающих диодов с токами накачки до 1...5 А перспективны модуляторы, построенные с применением мощных МДП-транзисторов.

На рис. 7.23 показана схема модулятора, управляемого непосредственно с выхода ТТЛ- или ТТЛШ-микросхем [150]. Ждущий мультивибратор, по-

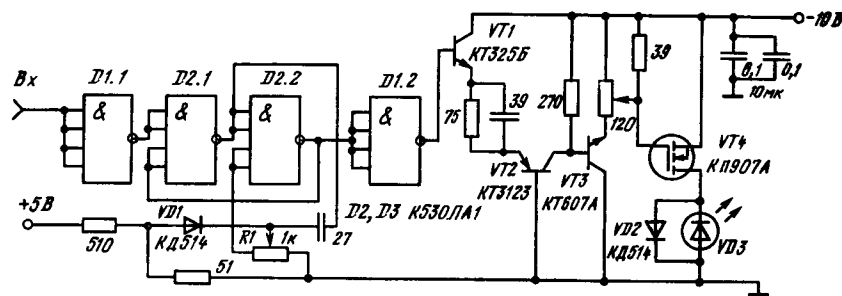


Рис. 7.23. Принципиальная схема модулятора, управляемого с выхода интегральных схем

строенный на микросхеме $D2$, служит для формирования выходных импульсов необходимой длительности, которая регулируется переменным резистором $R1$. Диод $VD1$ обеспечивает уменьшение времени восстановления этой схемы. Инверторы микросхемы $D1$ служат для обострения фронтов запускающих и выходных импульсов мультивибратора.

Импульсы, сформированные ждущим мультивибратором, подаются на согласующие каскады: эмиттерный повторитель на транзисторе $VT1$, каскад с общей базой на транзисторе $VT2$ и эмиттерный повторитель на транзисторе $VT3$. Последний служит для уменьшения постоянной времени перезарядки входной емкости мощного МДП-транзистора $VT4$, на котором построен оконечный каскад модулятора. Данное устройство обеспечивает амплитуду импульсов тока на выходе 0,05...0,35 А, плавно регулирующую длительность от 5 до 30 нс, длительность фронтов импульсов порядка 2,5 нс и рабочую частоту до 30 МГц.

В ряде случаев, для повышения скорости передачи информации и уменьшения потребляемой аппаратурой мощности модуляторы лазерных диодов должны иметь регулируемый пьедестал. При правильном выборе уровня пьедестала время задержки между токовыми модулирующими и световыми импульсами значительно сокращается, что позволяет обеспечить эффективную модуляцию с высокой скоростью.

На рис. 7.24 показан генератор субнаносекундных модулирующих импульсов для проверки характеристик лазерных диодов [151]. Токковый пьедестал в генераторе устанавливается с высокой точностью цифровой

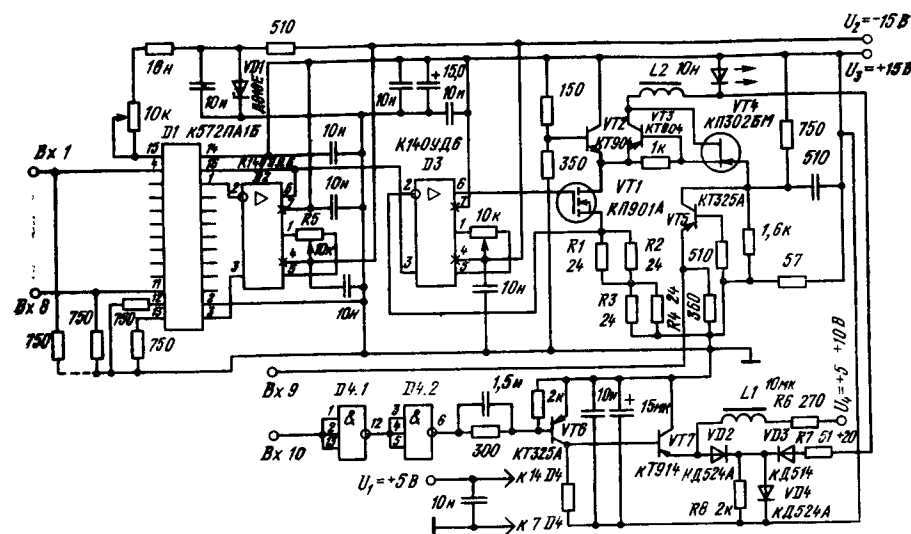


Рис. 7.24. Принципиальная схема генератора субнаносекундных модулирующих импульсов

схемой управления. Это позволяет легко программировать величину пьедестала, подстраивая ее под пороговые токи лазерных диодов, имеющие большой разброс и большую температурную нестабильность. Генератор состоит из формирователя субнаносекундных импульсов, формирователя предпорогового пьедестала и цифро-аналогового преобразователя.

Формирователь импульсов собран на диодах с накоплением заряда $VD2$ и $VD4$. В исходном состоянии через диоды протекает ток от источника U_4 , величина которого определяется резистором $R6$. Для формирования импульсов на диоды $VD2$ и $VD4$ подается запирающее напряжение с эмиттера $VT7$. Транзистор $VT6$ и микросхема $D4$ служат для усиления и обострения входного сигнала, подаваемого от ТТЛ-микросхем. Амплитуда токового импульса регулируется от 0,02 до 0,1 А изменением напряжения источника питания U_1 . Диод $VD3$ отсекает выброс отрицательной полярности.

На микросхемах $D1$ и $D2$ собрана схема преобразователя 8-разрядного двоичного кода в напряжение. Начальная балансировка операционного усилителя $D2$ осуществляется резистором $R5$. С выхода операционного усилителя $D2$ напряжение подается на неинвертирующий вход операционного усилителя $D3$, который совместно с транзистором $VT1$ образует управляемый напряжением источник тока. Величина тока $I = U_{\text{вх}} / R_{\text{экв}}$, где $R_{\text{экв}}$ — эквивалентное сопротивление резисторов $R1$ — $R4$. Амплитуда пьедестала регулируется с точностью 0,7% от 0,05 до 0,2 А.

Мощный МДП-транзистор $VT1$ питает дифференциальный каскад на транзисторах $VT2$ и $VT3$. Транзистор $VT5$ согласует уровни ТТЛ-сигналов с напряжением, необходимым для переключения дифференциального каскада. Дроссель $L2$ предотвращает шунтирование лазерного диода $VD5$ собственными емкостями транзисторов $VT3$ и $VT4$.

В [152] описан модулятор лавинно-пролетных диодов, который с успехом может использоваться для работы с полупроводниковыми лазерами средней мощности. На рис. 7.25 представлена его принципиальная схема.

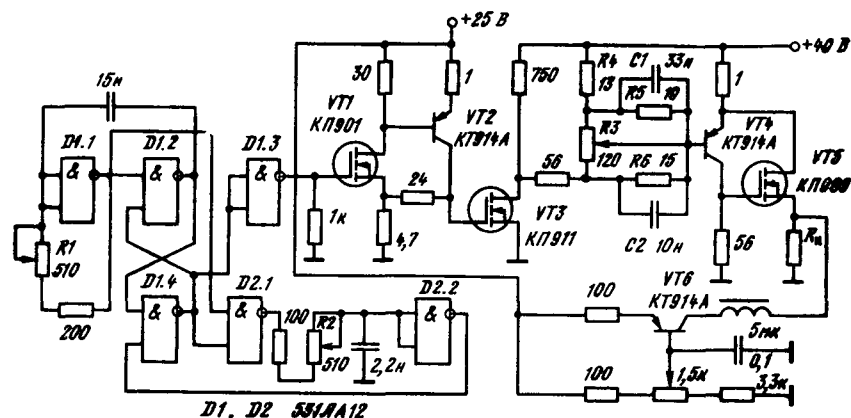


Рис. 7.25. Принципиальная схема модулятора для исследования лавинно-пролетных диодов

Задающий генератор на микросхемах $D1, D2$ обеспечивает регулировку длительности импульсов в пределах 100...250 нс (резистор $R2$) и частоту повторения в пределах 20...100 кГц (резистор $R1$). Усилитель на двух транзисторах $VT1, VT2$ обеспечивает большое входное и малое выходное сопротивление предварительного каскада. Он служит буферным каскадом между задающим генератором и усилителем-ограничителем на мощном МДП-транзисторе $VT3$. С помощью интегрирующе-дифференцирующей цепи $R3-R6, C1, C2$ осуществляется регулировка наклона вершины токовых импульсов в пределах 15...20%. Оконечный каскад выполнен на биполярном $p-n-p$ транзисторе $VT4$ и МДП-транзисторе $VT5$ и охвачен обратной связью по току для увеличения выходного сопротивления.

Данный модулятор обеспечивает в нагрузке около 2 Ом (эквивалент лавинно-пролетного диода) регулируемые по амплитуде (с помощью изменения напряжения питания оконечных каскадов) импульсы тока до 7 А с временами нарастания и спада порядка 5 нс. Частота повторения импульсов и их длительность регулируются в пределах 20...100 кГц и 100...250 нс. Осциллограммы импульсов тока в нагрузке при регулировке наклона вершины показаны на рис. 7.26.

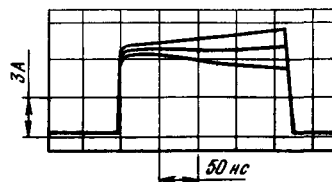


Рис. 7.26. Осциллограммы импульсов тока в нагрузке при регулировке наклона вершины

В ряде случаев для управления работой светодиодов необходимо использовать преобразователь напряжение—ток с мощным выходным каскадом, что позволяет получать в выходной цепи стабильный ток, линейно

зависящий от входного управляющего напряжения [153]. На рис. 7.27 представлена схема высокоэкономичного модулятора, содержащего микро-мощный программируемый операционный усилитель $D1$, ток потребления

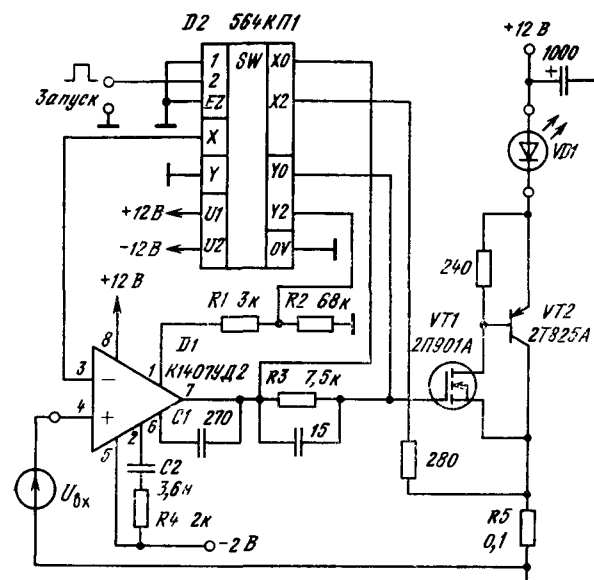


Рис. 7.27. Принципиальная схема модулятора светодиодов

которого задается резисторами $R1, R2$, четырехканальный аналоговый ключ $D2$ и усилитель мощности на транзисторах $VT1, VT2$, нагрузкой которого является светодиод. Использование мощного МДП-транзистора позволяет получать высокое быстродействие, а благодаря его высокому входному сопротивлению можно использовать микро-мощный операционный усилитель без согласующих каскадов.

В исходном состоянии (при отсутствии импульса «Запуск») каналы ключей $X0$ и $Y0$ находятся в открытом состоянии, а все остальные каналы в закрытом. При этом затвор $VT1$ подключен к нулевому потенциалу, транзисторы $VT1, VT2$ закрыты и ток в нагрузке отсутствует. Нагрузкой $D1$ в этом случае является цепь, состоящая из резистора $R3$ и сопротивления открытого канала ключа r_0 . При этом ток потребления операционного усилителя составляет всего 300 мкА. При подаче импульса «Запуск» каналы ключей $X0, Y0$ закрываются, а каналы ключей $X2, Y2$ открываются. Через открытый канал $X2$ образуется общая отрицательная обратная связь, и на резисторе $R5$ устанавливается напряжение, равное входному, а в цепи нагрузки формируется импульс тока, значение которого определяется как $I_d = U_{вх}/R_5$. Ток потребления операционного усилителя будет определяться резистором $R1$, так как резистор $R2$ в это время шунтирован открытым каналом $Y2$. Ток нагрузки $VD1$ практически отсутствует, т. е. операционный усилитель в данном случае нагружен на высокое входное сопротивление транзистора.

Такое управление операционным усилителем позволяет минимизировать энергопотребление устройства за счет отключения нагрузки и уменьшения тока потребления в паузах между формируемыми импульсами. При помощи элементов $C1-C3$ осуществляется частотная коррекция схемы. Модулятор

формирует стабильный ток в нагрузке в диапазоне 1...10 А при изменении входного напряжения от 0,1 до 1 В при длительности выходного импульса тока, равной 2 мкс, и периоде повторения 8 мс. При этом потребляемая мощность не превышает 30 мВт, а длительность фронта 0,3 мкс.

Однако наиболее перспективными приборами для сверхвысокочастотных модуляторов полупроводниковых излучателей малой мощности являются GaAs полевые транзисторы. В одной из первых работ, посвященных применению GaAs полевых транзисторов для модуляции лазерных диодов, была описана весьма простая схема модулятора, обеспечивающая формирование импульсов тока накачки с частотой до 0,2 ГГц.

На рис. 7.28 показан сверхвысокочастотный модулятор гетеролазерного диода со встроенным фотоприемником [154]. Частота колебаний задаю-

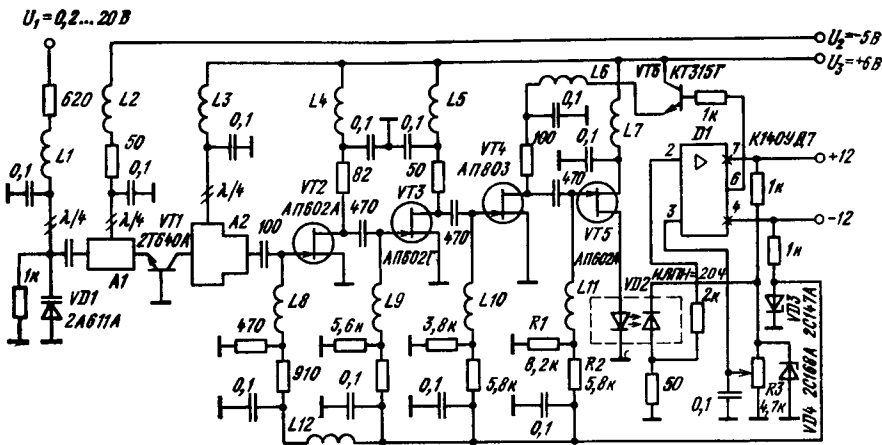


Рис. 7.28. Принципиальная схема сверхвысокочастотного модулятора гетеролазерного диода

щего генератора синусоидальных колебаний, выполненного на транзисторе VT1, определяется полосковым резонатором A1 ($l \approx 0,29\lambda$, $\rho = 19,8$ Ом, подложка XC22). Для согласования генератора с входом формирователя (VT2—VT5) используется волновой трансформатор Чебышева A2 ($\rho_1 = 8,97$ Ом, $l_1 = 0,25\lambda$, $\rho_2 = 29,6$ Ом, $l_2 = 0,25\lambda$). Отрезки линии $\lambda/4$, а также конденсаторы и индуктивности выполняют функции развязки по питанию.

Модуляция частоты осуществляется варактором VD1 в пределах ± 100 МГц от основной частоты 2 ГГц путем изменения напряжения U_1 . Промежуточный формирователь построен на ПТ VT2—VT4. Формирование импульсов тока накачки лазера осуществляется окончательным каскадом по схеме повторителя, выполненным на инверсно-включенном транзисторе VT5. Ток смещения лазерного диода задается постоянной составляющей тока транзистора VT5, которая может изменяться подбором номиналов резисторов R1 и R2.

Стабилизация излучения осуществляется звеном обратной связи, содержащим встроенный в лазерный излучатель фотодиод, операционный усилитель D1 и транзистор VT6. При изменении сигнала обратной связи на инвертирующем входе усилителя изменяется ток транзистора VT6, что, в свою очередь, приводит к соответствующему изменению амплитуды выходного каскада формирователя и тока накачки лазера. Регулировка амплитуды тока накачки лазера осуществляется резистором R3.

Данный модулятор позволяет получать импульсы тока с регулируемой амплитудой 0...150 мА при длительности фронта и среза ≤ 100 пс с ча-

стотой следования импульсов около 2 ГГц. На рис. 7.29 показаны осциллограммы напряжения на выходе задающего генератора и тока в нагрузке.

В [155] рассмотрен генератор наносекундных импульсов для модуляции полупроводниковых лазеров с применением мощных GaAs полевых транзисторов. Данное устройство (рис. 7.30) содержит одновибратор с перестраиваемой длительностью импульса и усилитель-формирователь на ПТ VT2—VT5.

Одновибратор выполнен на синхронном D-триггере эмиттерно-связанной логики серии K1500. Длительность формируемого импульса определяется параметрами RC-цепи. Одновибратор обеспечивает формирование импульсов длительностью 2...25 нс. Транзистор VT1 необходим для согласования уровней ЭСЛ с цепью внешнего генератора.

Сформированный видеосигнал отрицательной полярности амплитудой 0,7 В поступает на усилитель-формирователь. Первый каскад усилителя на транзисторе VT2 работает в линейном режиме и усиливает сигнал до 3 В. Смещение транзисторов VT3 и VT4 подобрано таким образом, чтобы они работали в ключевом режиме, обеспечивая формирование фронта усиливаемого сигнала. Выходной каскад на тран-

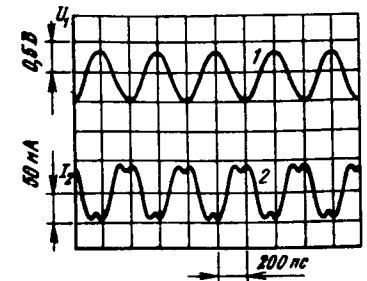


Рис. 7.29. Осциллограммы импульсов напряжения на выходе задающего генератора (луч 1) и тока в нагрузке (луч 2)

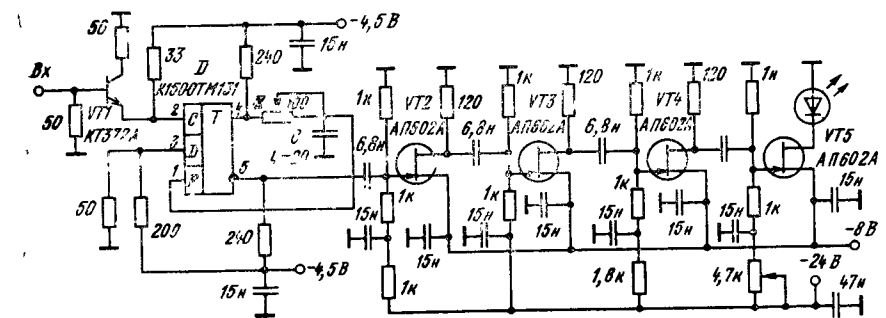


Рис. 7.30. Принципиальная схема генератора наносекундных импульсов для модуляции полупроводниковых лазеров

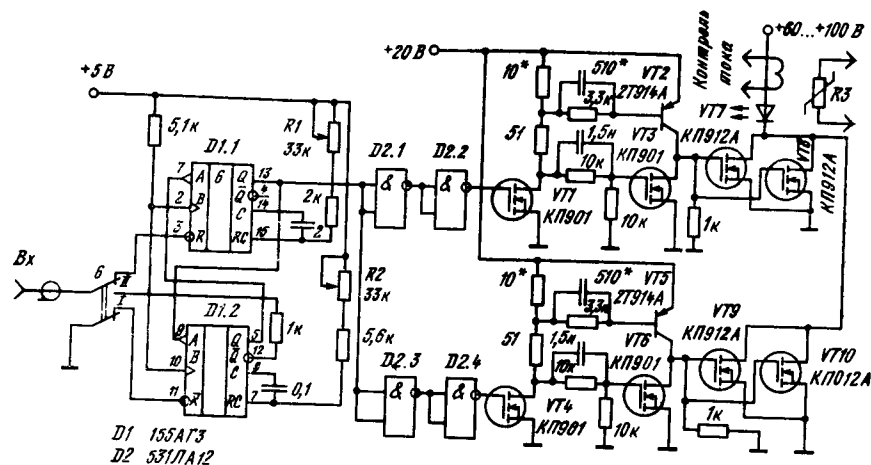
зисторе VT5 предназначен для непосредственной работы на полупроводниковый лазер. Данный модулятор позволяет получать квазипрямоугольные видеосигналы отрицательной полярности длительностью 2...25 нс с длительностью фронта и среза 0,4 нс и током накачки $\leq 0,1$ А.

7.5. Источники импульсного питания мощных полупроводниковых излучателей и модуляторов лазерного излучения

Мощные полупроводниковые лазерные решетки широко используются в технике физического эксперимента, оптических локаторах, системах ночного видения и др. Вследствие последовательно-параллельного включения в них большого числа лазерных диодов такие решетки имеют большое эквивалентное сопротивление ($\geq 1...2$ Ом) и требуют больших импульсных

токов накачки (до 30...60 А) при значительном напряжении на них (до 100...120 В). Поэтому активные приборы в источниках импульсного электропитания лазерных решеток должны быть одновременно высоковольтными, сильноточными и быстродействующими (для получения импульсов длительностью t_n до 100 нс и длительностью фронтов 20...30 нс). Для этих целей целесообразно использовать мощные переключающие МДП-транзисторы с вертикальным каналом.

На рис. 7.31 представлена принципиальная схема импульсного источника электропитания полупроводниковых лазерных решеток [156]. В этом устройстве применены два отдельных канала формирования тока, рабо-



«разогрева» p - n перехода, чтобы обеспечить оптимальные условия развития «лавинны»; позволять плавно изменять длительность и частоту повторения импульсов.

Этим требованиям удовлетворит схема импульсного источника питания лавинно-пролетных диодов, представленная на рис. 7.33 [158]. Схема управления источника построена на основе одновибраторов серии 155. На микросхеме $D1$ собран автоколебательный мультивибратор, частоту повторения импульсов которого можно регулировать в пределах $20 \dots 100$ кГц с помощью резистора $R1$. Необходимая длительность импульсов управления формируется микросхемой $D2.2$ и регулируется с помощью резистора $R2$. Изменение задержки импульсов управления относительно импульсов синхронизации, создаваемых микросхемой $D2.1$, осуществляется резистором $R3$. Транзистор $VT1$ усиливает импульсы синхронизации по мощности.

Схема формирователя сильноточных импульсов выполнена на транзисторах $VT2$ — $VT5$. Оконечный каскад построен на МДП-транзисторе с p -каналом, который является импульсным источником тока для низкоомной нагрузки. С помощью резистора $R4$, входящего в состав интегрирующе-дифференцирующей цепи, регулируется наклон вершины импульсов в пределах $\pm 20\%$.

Для регистрации формы импульсов тока нагрузки с помощью осциллографа и возможности измерения их амплитуды в этой схеме использован трансформатор тока специальной конструкции [157]. Для преобразования максимального значения импульсов тока нагрузки в постоянное напряжение использован двухступенчатый амплитудный детектор, выполненный на транзисторах $VT6$, $VT7$ и операционном усилителе $D4$. Цифровая индикация амплитуды тока нагрузки осуществляется с помощью аналого-цифрового преобразователя на микросхеме $D5$ и семисегментных индикаторов на микросхемах $D6$ — $D9$. Данный импульсный источник питания лавинно-пролетных диодов формирует импульсы тока регулируемой амплитуды $0 \dots 15$ А (при помощи изменения напряжения питания окончательного каскада) длительностью $50 \dots 500$ нс и частотой повторения $20 \dots 100$ кГц.

В лазерных системах передачи цифровой информации может использоваться и внешняя модуляция оптического излучения. В этом случае применяются твердотельные модуляторы, использующие эффект Поккельса. Современные типы таких модуляторов требуют управляющих импульсов амплитудой до $40 \dots 70$ В и обеспечивают максимальную глубину модуляции $50 \dots 90\%$.

На рис. 7.34 представлена схема источника импульсного электропитания твердотельного модулятора света [159], который представляет собой на-

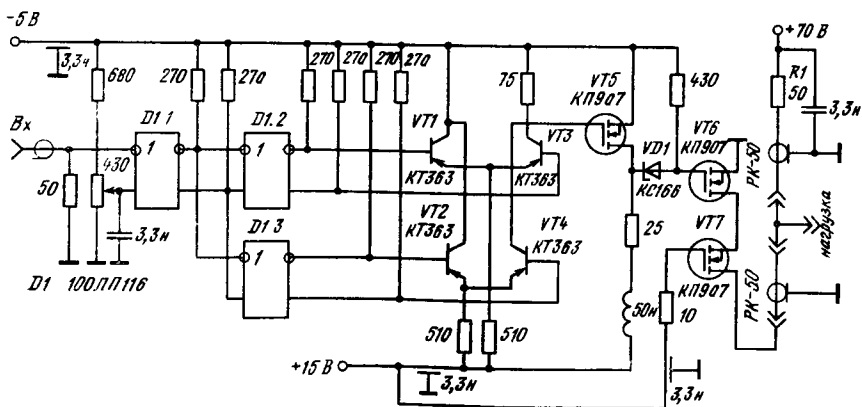


Рис. 7.34 Принципиальная схема источника импульсного электропитания твердотельного модулятора света

грузку емкостного характера $C_n \approx 10 \dots 20$ пФ. Входная часть импульсного источника питания модулятора собрана на дифференциальных приемниках с линией эмиттерно-связанной логики серии 100 $D1$ и служит для приема и обострения входных импульсов. Каскад на транзисторах $VT1$ — $VT4$ представляет собой параллельно соединенные переключатели тока. Такое включение обеспечивает возможность применения маломощных высокочастотных транзисторов. Оконечный каскад выполнен по каскодной схеме, позволяющей получать большие уровни выходных напряжений при высоком быстродействии.

Так как источник импульсного электропитания должен пропускать постоянную составляющую входного управляющего сигнала, то сопряжение каскадов между собой осуществляется непосредственно и с помощью схемы сдвига уровня на стабилизаторе $VD1$. В связи с тем, что на активном сопротивлении $R1$ рассеивается значительная мощность (около 25 Вт), оно вынесено за пределы источника питания с помощью коаксиальных кабелей. Модулятор подключается к источнику питания через высокочастотный тройник.

На рис. 7.35 показаны осциллограммы выходных импульсов напряжения источника питания при различных кодовых комбинациях. Из них видно, что данное устройство обеспечивает модулирующие импульсы с частотой следования до 130 МГц и амплитудой до 50 В.

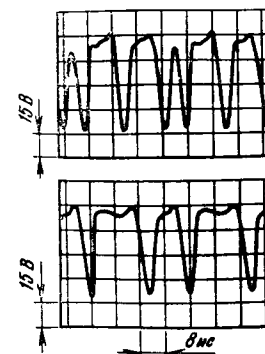


Рис. 7.35. Осциллограммы выходных импульсов напряжения при различных кодовых комбинациях

Глава 8.

Низкочастотные усилители мощности

8.1. Трансформаторные одноконтурные усилители мощности

Широкое применение находят усилители мощности низких и средних частот. К ним можно отнести и усилители звуковых (от 20 Гц до 20 кГц) и ультразвуковых (от 20 кГц до сотен килогерц) частот. Такие усилители обычно применяются в устройствах для воспроизведения звуков (проигрыватели грампластинок и оптических дисков, магнитофоны, мегафоны и т. д.), в измерительных приборах, ультразвуковых технологических установках и др.

Мощные ПТ в таких усилителях обладают рядом серьезных достоинств. Их передаточная характеристика обычно близка к линейной или квадратичной. Уже одно это резко уменьшает нелинейные искажения. Входная цепь мощных МДП-транзисторов в указанном диапазоне частот практически не потребляет тока от источника гармонического входного сигнала:

$$u_{вх}(t) = u_m \cos(2\pi f t + \varphi_0), \quad (8.1)$$

где u_m — амплитуда сигнала; f — частота; φ_0 — начальная фаза (далее будем считать $\varphi_0 = 0$). Это означает, что входная цепь (в отличие от входной цепи биполярного транзистора с экспоненциальной ВАХ) не создает дополнительных нелинейных искажений. Рабочие напряжения (до 1 кВ) и токи (до единиц—десятков ампер) у мощных ПТ обеспечивают построение на них усилителей мощности с выходной мощностью от долей ватт до нескольких киловатт. Малая подверженность мощных ПТ вторичному и тепловому пробоям, некртичность к токовым перегрузкам и ничтожная входная мощность (резко упрощающая построение схем возбуждения) — все это облегчает по-

строение высококачественных и надежных усилителей мощности на мощных ПТ. Лучшие частотные свойства и отсутствие явлений накопления и рассеивания избыточных зарядов неосновных носителей также относятся к достоинствам мощных ПТ.

Основными параметрами усилителей мощности являются.

Мощность, отдаваемая в нагрузку,

$$P_n = U_{n1} I_{n1} / 2 = U_{n1}^2 / 2 R_n = I_{n1}^2 R_n / 2, \quad (8.2)$$

где U_{n1} и I_{n1} — амплитуды напряжения и тока первой гармоники выходного сигнала при заданном коэффициенте нелинейных искажений (см. далее).

Мощность, потребляемая от источника питания U_n на постоянном токе,

$$P_n = U_n I_n, \quad (8.3)$$

где I_n — потребляемый ток (в общем случае он зависит от P_n и $U_{нвх}$). Энергетический КПД выходной цепи

$$\eta = P_n / P_n. \quad (8.4)$$

Коэффициент нелинейных искажений (гармоник)

$$K_g = \frac{\sqrt{U_{n2}^2 + U_{n3}^2 + \dots + U_{nl}^2}}{U_{n1}} \quad (8.5a)$$

или

$$K_g = \frac{\sqrt{I_{n2}^2 + I_{n3}^2 + \dots + I_{nl}^2}}{I_{n1}}, \quad (8.5b)$$

где U_{ni} и I_{ni} — амплитуды высших ($i > 2$) гармонических составляющих выходного напряжения и тока.

Граничные частоты — нижняя f_n и верхняя f_v , т. е. частоты, на которых усиление по напряжению падает до уровня 70% от максимального (т. е. снижается на 3 дБ).

Коэффициент усиления по напряжению в середине частотного диапазона

$$K_0 = U_{n1} / U_{нвх}. \quad (8.6)$$

Кроме этих основных параметров усилители мощности могут характеризоваться и рядом других параметров, детально описанных в соответствующей литературе [160]. Перейдем к рассмотрению схем усилителей мощности на мощных ПТ.

На рис. 8.1, а представлена типовая схема одноконтурного трансформаторного каскада на мощном МДП-транзисторе. Трансформатор обеспечивает согласование нагрузки (обычно индуктивной, 2...16 Ом) с выходной цепью

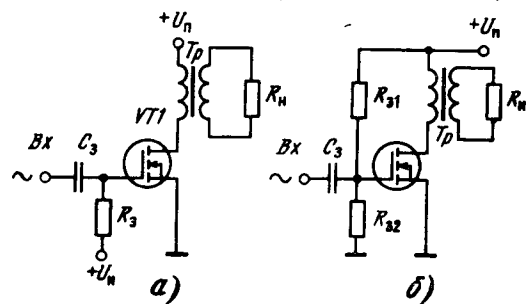


Рис. 8.1. Одноконтурные трансформаторные каскады с подачей напряжения смещения от источника $+U$ (а) и делителя напряжения (б)

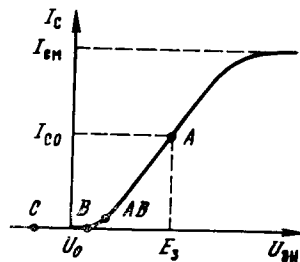


Рис. 8.2. Выбор рабочей точки на передаточной характеристике для различных классов работы

каскада. Это позволяет при заданном U_n получить от каскада максимально возможную мощность.

При $U_{н1} = 0$ мощные МДП-транзисторы (как приборы с индуцированным каналом) закрыты. Поэтому у линейных усилителей мощности для задания постоянной составляющей тока стока I_{c0} приходится задавать на затвор постоянное смещение $(+U_3)$, поданное через резистор R_3 . Если применить дополнительное источника $+U$ нежелательно, можно использовать делитель напряжения (рис. 8.1, б), причем в этом случае $U = U_n R_{32} / (R_{31} + R_{32})$, $R_3 = R_{31} R_{32} / (R_{31} + R_{32})$, т. е. входная цепь каскада рис. 8.1, б сводится к входной цепи каскада рис. 8.1, а. Величина R_3 определяет входное сопротивление в средней области частот, а разделительный конденсатор C_3 порождает спад усиления на низких частотах.

Передающая динамическая характеристика каскадов рис. 8.1 обычно имеет вид, показанный на рис. 8.2. Нижний загиб ее связан с запирающим транзистора, а верхний — с ограничением тока стока. Напряжение U_3 задает выбор начальной рабочей точки на этой характеристике.

В зависимости от положения рабочей точки каскады на рис. 8.1 могут работать в различных режимах (классах). На рис. 8.2 показаны положения рабочей точки для четырех наиболее распространенных классов.

Класс А. Рабочая точка выбрана на середине линейного участка передаточной характеристики. При этом обеспечиваются минимальные нелинейные искажения. Ток покоя I_{c0} почти не зависит от $U_{нвх}$ и обычно равен 0,5 I_{cm} , где I_{cm} — уровень ограничения тока стока.

Класс В. Рабочая точка выбрана внизу линейной части передаточной характеристики ($U_3 \approx U_0$).

Класс АВ. Рабочая точка занимает промежуточное положение между А и В.

Класс С. Рабочая точка расположена в области отсечки, т. е. $U_3 < U_0$.

Для одноконтурных усилителей гармонических колебаний интерес представляет лишь класс А. Нетрудно приблизительно оценить его энергетические показатели. Очевидно, что амплитуда переменной составляющей тока стока $I_{cm1} \approx I_{c0} \approx I_{cm} / 2$, а амплитуда переменной составляющей напряжения на стоке $U_{cm1} \approx U_n$. Таким образом, $P_n \approx U_n I_{c0} / 2$, $P_n = U_n I_{c0}$, $\eta_m = 1/2$. Следовательно, мощность P_n зависит лишь от U_n и I_{cm} , а предельный КПД равен 50% (или 1/2). Для более точного расчета каскада можно построить передаточную характеристику (см. рис. 8.2), используя типовое семейство выходных ВАХ выбранного транзистора. Это показано на рис. 8.3. На этом семействе выбирается кривая с $U_{31} = U_3$ и строится точка О начального состояния схемы. В этой точке кривая ВАХ пересекается нагрузочной прямой ЛН (линия

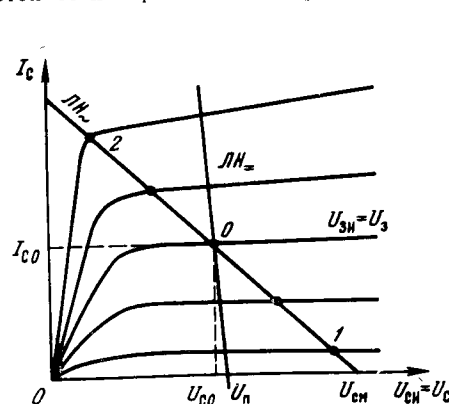


Рис. 8.3. Построение линий нагрузок по постоянному и переменному току

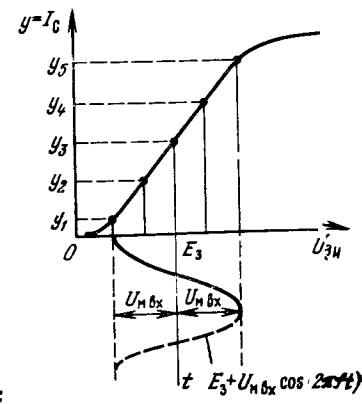


Рис. 8.4. К расчету K_g методом пяти ординат

нагрузки) на постоянном токе (ЛН_п) (ее наклон равен $1/r_1$, где r_1 — сопротивление первичной обмотки трансформатора T_p на постоянном токе).

Далее строится нагрузочная прямая ЛН на переменном токе (ЛН_~). Ее наклон $1/R_0$ определяется приведенным в первичную цепь трансформатора эквивалентным сопротивлением нагрузки $R_{0\text{н}} = R_{\text{н}}/n^2$, где $n = W_2/W_1$ — коэффициент трансформации (отношение числа витков вторичной обмотки W_2 к числу витков первичной обмотки W_1).

Рекомендуется так выбирать положение ЛН_~, чтобы все точки пересечения ее с кривыми ВАХ были на их пологих участках и чтобы расстояние от средней точки 0 до крайних точек 1 и 2 было примерно одинаково. Это обеспечивает симметричное ограничение выходного сигнала и уменьшает нелинейные искажения. Максимальное напряжение на стоке (его надо учитывать при выборе транзистора) доходит до $U_{\text{см}} \approx 2U_{\text{п}}$.

После построения ЛН_~ точки ее пересечения с ВАХ позволяют найти ряд $U_{\text{зи}}$ и $I_{\text{с}}$ (или $U_{\text{с}}$). Это позволяет построить зависимость $I_{\text{с}}(U_{\text{зи}})$ или $U_{\text{с}}(U_{\text{зи}})$, т. е. сквозную динамическую (передаточную) характеристику, и приступить к уточненному расчету $P_{\text{н}}$ и $K_{\text{г}}$.

Для расчета $K_{\text{г}}$ обычно используются известные методы пяти или семи ординат [45, 46]. Ограничимся рассмотрением более распространенного метода пяти ординат. На рис. 8.4 показаны графические построения для этого метода. Задавшись $U_{\text{з}}$ и $U_{\text{мвх}}$, можно определить пять значений $I_{\text{с}}$ (ординат y_1 — y_5 передаточной характеристики). При этом ординаты y_2 и y_4 определяются для $U_{\text{зи}} = U_{\text{мвх}}/2$. Постоянная составляющая тока стока $I_{\text{с}0}$ и амплитуды первых четырех гармоник вычисляются по формулам

$$I_{\text{с}0} = [(y_1 + y_5) + 2(y_2 + y_4)]/6; \quad I_{\text{с}1} = [(y_1 - y_5) + (y_2 - y_4)]/3;$$

$$I_{\text{с}2} = [(y_1 + y_5)/2 - y_3]/2; \quad I_{\text{с}3} = [y_{\text{м}1} - (y_2 - y_4)]/2; \quad I_{\text{с}4} = y_{\text{м}2} - y + y_3.$$

Коэффициент гармоник

$$K_{\text{г}} = \frac{\sqrt{I_{\text{с}2}^2 + I_{\text{с}3}^2 + I_{\text{с}4}^2}}{I_{\text{с}1}} \cdot 100,$$

выходная мощность (без учета КПД трансформатора)

$$P_{\text{н}} = I_{\text{с}1}^2 / 2R_{\text{н} \text{з}}.$$

Повторив эти расчеты для ряда $U_{\text{мвх}}$, можно построить зависимости $K_{\text{г}}$ и $P_{\text{н}}$ от $U_{\text{мвх}}$. Их характерный вид дан на рис. 8.5. Заметим, что ординаты



Рис. 8.5. Зависимость $K_{\text{г}}$ и $P_{\text{н}}$ от амплитуды входного напряжения $U_{\text{мвх}}$

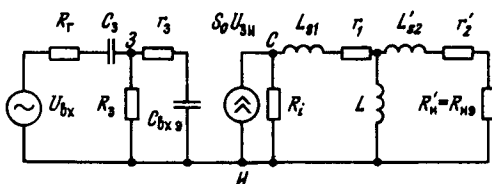


Рис. 8.6. Эквивалентная схема каскадов, приведенных на рис. 8.1

можно взять и из построений рис. 8.3. Характерно, что из-за запирающего транзистора и отсечки тока стока $K_{\text{г}}$ с ростом $U_{\text{мвх}}$ возрастает, а рост $P_{\text{н}}$ замедляется. Это особенно заметно при больших $U_{\text{мвх}}$. Остается решить, какое значение $P_{\text{н}}$ получается при приемлемом $K_{\text{г}}$. Для облегчения расчетов можно воспользоваться готовыми программами расчета $K_{\text{г}}$ для микрокалькуляторов и персональных ЭВМ [45, 46].

Обычные малосигнальные усилительные параметры каскадов (см. рис. 8.1) можно оценить из рассмотрения эквивалентной схемы, приведен-

ной на рис. 8.6. Выходное сопротивление R_i определяется наклоном кривой ВАХ с $U_{\text{зи}} = U_{\text{з}}$ (см. рис. 8.3), а эквивалентная входная емкость $C_{\text{вх} \text{э}} = C_{\text{м}} + C_{\text{зп}} + C_{\text{зс}}(1 + S_0 R_{\text{н} \text{з}})$, где $C_{\text{м}}$ — емкость монтажа; S_0 — крутизна в рабочей точке. Емкость $C_{\text{вх} \text{э}}$ учитывает влияние обратной связи через проходную емкость транзистора $C_{\text{зс}}$.

На низких частотах частотные искажения каскада связаны с влиянием емкости $C_{\text{з}}$ (ее сопротивление растет по мере уменьшения частоты) и шунтирующего влияния индуктивности L первичной обмотки трансформатора. Из рис. 8.6 следует, что при $R_{\text{з}} \gg R_{\text{г}}$ постоянная времени цепи конденсатора $C_{\text{з}}$ равна $\tau_{\text{н}1} = C_{\text{з}}(R_{\text{г}} + R_{\text{з}})$, а постоянная времени цепи L при $R_{\text{г}} + r_1 \gg r_2' + R_{\text{н}}'$ равна $\tau_{\text{н}2} = L/(r_2' + R_{\text{н}}')$, где штрихом обозначены приведенные в первичную цепь трансформатора сопротивления ($r_2' = r_2/n^2$, $R_{\text{н}}' = R_{\text{н}}/n^2$). Каждая из этих цепей порождает спад усиления ($\tau_{\text{н}} = \tau_{\text{н}1}$ и $\tau_{\text{н}} = \tau_{\text{н}2}$ для рассмотренных цепей)

$$K(f) = \frac{K_0}{\sqrt{1 + \left(\frac{1}{2\pi f \tau_{\text{н}}}\right)^2}}$$

и фазовый сдвиг $\varphi(f) = \arctg(1/2\pi f \tau_{\text{н}})$.

На высоких частотах спад усиления обусловлен действием входной емкости $C_{\text{вх} \text{э}}$, шунтирующей входную цепь, и влиянием индуктивностей рассеивания трансформатора $L_{\text{с}1}$ и $L_{\text{с}2}'$. Они учитываются постоянными времени $\tau_{\text{в}1} = C_{\text{вх} \text{э}}(R_{\text{г}} + r_3)$, где r_3 — последовательное сопротивление затвора, и $\tau_{\text{в}2} = (L_{\text{с}1} + L_{\text{с}2}')/(R_{\text{г}} + R_{\text{тн}})$, где $R_{\text{тн}} = r_2 + r_2' + R_{\text{н}}'$ и учтено, что $R_{\text{з}} \gg R_{\text{г}}$ и $L \gg (L_{\text{с}1} + L_{\text{с}2}')$. Каждый из этих факторов ведет к спаду усиления

$$K(f) = \frac{K_0}{\sqrt{1 + (2\pi f \tau_{\text{в}})^2}}$$

и возникновению фазового сдвига $\varphi(f) = -\arctg(2\pi f \tau_{\text{в}})$.

На рис. 8.7 представлены зависимости $K(f)$ и $\varphi(f)$ для всего диапазона частот. Такой вид они имеют при достаточно качественном трансформаторе.

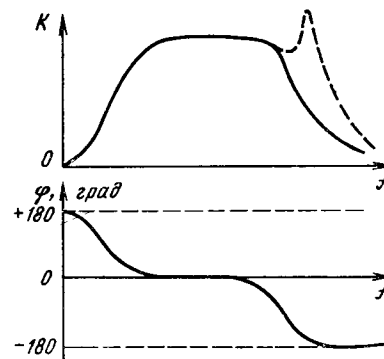


Рис. 8.7. Зависимости коэффициента усиления K и фазового сдвига φ от частоты f

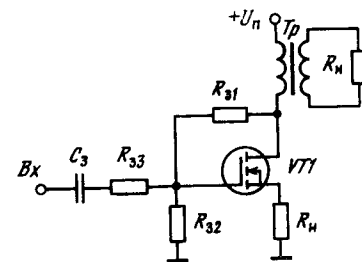


Рис. 8.8. Однотактный каскад с комбинированной отрицательной обратной связью

Трансформатор с большими паразитными емкостями (они не учитывались) нередко порождает резонансные явления, резко ухудшающие вид зависимости $K(f)$ (см. штриховую кривую на рис. 8.7). На рис. 8.7 не отмечен фазовый сдвиг в 180° на всех частотах, присущий каскаду с общим истоком (он при необходимости устраняется инвертирующим включением трансформатора).

183

двухтактного каскада заключается в лучших энергетических параметрах. В классе В каскад работает с отсечкой каждым транзистором полуволны входного сигнала. При этом один транзистор усиливает одну полуволну, другой вторую (а на выходе они суммируются трансформатором Tr_2).

Если при расклатке амплитуда полуволны тока стока равна I_{cm} (практически $I_{cm} = S_0 U_{вх м}$), то потребляемый ток одного плеча будет $I_{co}' = I_{cm}/\pi$. Следовательно, имеем в пределе $P_{н м} \approx I_{cm} U_{п}/2$, $P_0 = 2 I_{co}' U_{п} = 2 I_{cm} U_{п}/\pi$ и

$$\eta_m = P_{н м}/P_0 = \pi/4 \approx 0,78.$$

Таким образом, предельный КПД двухтактного каскада равен 78%, а не 50%, как у однотактного каскада в классе А. Так, если транзистор рассеивает мощность $P_{к доп} = 10$ Вт, то в однотактном каскаде можно получить мощность не более $P_{н} = 10$ Вт, тогда как в двухтактном $2P_{н}/(1-\eta) \approx 91$ Вт (множитель 2 учитывает, что транзисторов 2). Следовательно, при использовании транзисторов с заданной мощностью рассеивания $P_{к доп}$ двухтактный каскад позволяет получить почти на порядок большую выходную мощность, чем однотактный каскад в классе А.

На практике выигрыш будет меньше. Реальный КПД $\eta = \eta_m = \varepsilon_U = \varepsilon_I \eta_T$, где ε_U и ε_I — коэффициенты использования транзисторов по напряжению и току; η_T — КПД трансформатора. Реальный КПД имеет значения $\eta = 0,65 \dots 0,8$.

Рассеиваемая одним транзистором мощность $P_{к} = 0,5(P_0 - P_{н}) \approx U_{п} I_{cm}/\pi - R_{м} I_{cm}^2/4$ описывается кривой с экстремумом (рис. 8.13) при значении $I_{cm кр} = 2U_{п}/\pi R_{м}$. При таком $I_{cm кр}$ КПД равен 0,5. Подобный случай реализуется, если усиливаются сигналы с разным $U_{м вх}$. Например, сигналы речи или музыки имеют среднестатистические значения $U_{м вх}$ на много ниже максимальных (соответствующих максимальной $P_{н}$).

Специфической особенностью двухтактных каскадов является асимметрия плеч прежде всего из-за различия крутизны S_0 каждого плеча (т. е. $S_{01} \neq S_{02}$). Для каскадов на биполярных транзисторах это вынуждает осуществлять их подбор по весьма нестабильному параметру β . Разброс S_0 у мощных МДП-транзисторов обычно не превышает 10...15%, и их подбор может не потребоваться. Тем не менее этот разброс порождает увеличение K_r (из-за появления четных гармоник) на величину $K_{r а} = 4\Delta S_0/3\pi S_0$, что дает $K_{r а} = 0,04 \dots 0,08$ при $\Delta S_0/S_0 = 0,1 \dots 0,2$.

У двухтактного каскада потребляемый ток растет с ростом $U_{м вх}$. Это надо учитывать при выборе источников питания. Целесообразно на их выходе применять электролитические конденсаторы большой емкости (тысячи микрофарад). Поскольку эквивалентные схемы плеч совпадают с эквивалентной схемой однотактного каскада (см. рис. 8.6), расчет малосигнальных параметров проводится аналогично приведенному для однотактного каскада.

В каскаде рис. 8.10 использовано параллельное питание плеч по напряжению. На рис. 8.14, а показана схема двухтактного каскада с последова-

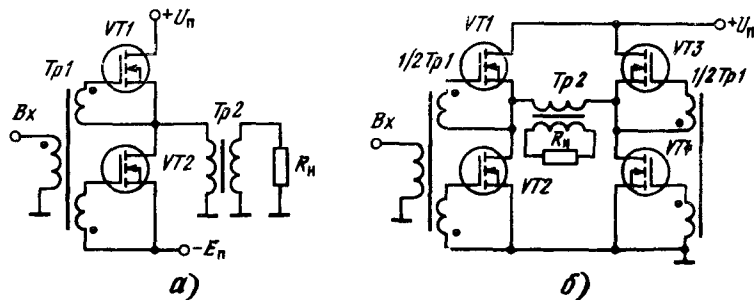


Рис. 8.14. Полумостовой (а) и мостовой (б) двухтактные каскады

Таблица 8.1. Энергетические параметры усилителей мощности

Параметр	Каскад			
	однотактный (рис. 8.1)	двухтактный (рис. 8.10)	полумостовой (рис. 8.14 а)	мостовой (рис. 8.14 б)
$P_{н м}$	$\frac{\eta_T \xi^2 U_{п}^2}{2m^2 R_n}$	$\frac{2\eta_T \xi^2 U_{п}^2}{m^2 R_n}$	$\frac{\eta_T \xi^2 U_{п}^2}{8m^2 R_n}$	$\frac{\eta_T \xi^2 U_{п}^2}{2m^2 R_n}$
I_{cm}	$\frac{4P_{н м}}{\eta_T \xi U_{п}}$	$\frac{2P_{н м}}{\eta_T \xi U_{п}}$	$\frac{4P_{н м}}{\eta_T \xi U_{п}}$	$\frac{2P_{н м}}{\eta_T \xi U_{п}}$
I_{co}	$\frac{4P_{н м}}{\pi \eta_T \xi U_{п}}$	$\frac{2P_{н м}}{\pi \eta_T \xi U_{п}}$	$\frac{4P_{н м}}{\pi \eta_T \xi U_{п}}$	$\frac{2P_{н м}}{\pi \eta_T \xi U_{п}}$
I_n	$\frac{4P_{н м}}{\pi \eta_T \xi U_{п}}$	$\frac{4P_{н м}}{\pi \eta_T \xi U_{п}}$	$\frac{4P_{н м}}{\pi \eta_T \xi U_{п}}$	$\frac{4P_{н м}}{\pi \eta_T \xi U_{п}}$
$P_{н м пред}$	$\frac{\pi^2 \xi^2 \eta_T}{4} P_{к доп}$	$\frac{\pi^2 \xi^2 \eta_T P_{к доп}}{2}$	$\frac{\pi^2 \xi^2 \eta_T}{2} P_{к доп}$	$\pi^2 \xi^2 \eta_T P_{к доп}$
U_{cm}	$U_{си доп} / 2$	$U_{си доп} / 2$	$U_{си доп}$	$U_{си доп}$

тельным питанием по напряжению (так называемая полумостовая схема). Эта схема питается от двух разнополярных источников питания $+U_n$ и $-U_n$ (средняя точка их заземлена). Потребляемый от каждого источника ток вдвое меньше, чем в схеме рис. 8.10, но фактически вдвое увеличивается общее напряжение питания. Еще одна схема — мостовая (рис. 8.14, б) применяется, если при источнике питания с заданным U_n нужно получить максимально возможную мощность.

В табл. 8.1 дана сводка энергетических параметров для четырех основных схем трансформаторных усилителей мощности: одиотактного (см. рис. 8.1), двухтактного (см. рис. 8.10), полумостового (см. рис. 8.14, а) и мостового (см. рис. 8.14, б). В этой таблице введены обозначения: КПД трансформатора η_t , предельная мощность в нагрузке $P_{нм}$ пред, предельно допустимое напряжение на стоке $U_{с доп}$, предельно допустимая мощность, рассеиваемая на стоке $P_{с доп}$, коэффициент использования по напряжению $\xi = U_{с нм}/U_n$ и дополнительный параметр m (для данных схем $m=1$).

Двухтактные каскады для своей раскачки требуют противофазных напряжений, создаваемых с помощью фазоинверторов. До сих пор их роль выполнял входной трансформатор. Однако в качестве фазоинвертора можно применять хорошо известные схемы с разделенной нагрузкой (рис. 8.15) или обычные дифференциальные каскады. У каскада на рис. 8.15 выбирают

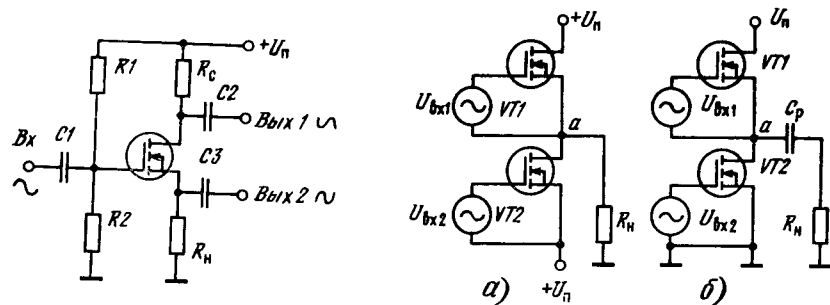


Рис. 8.15. Простейший фазоинверсный каскад

Рис. 8.16. Оконечные каскады на мощных полевых транзисторах с гальванической (а) и конденсаторной (б) связью с нагрузкой

$R_c = R_n$, в этом случае его коэффициент усиления по каждому из двух выходов близок к единице. Недостаток каскада — различное выходное сопротивление по каждому из выходов. По $B_{вых 1}$ оно равно $R_{вых 1} = (R_i \parallel R_c)$, по $B_{вых 2}$ $R_{вых 2} = (R_n \parallel 1/S_0)$, причем $R_{вых 2} \ll R_{вых 1}$, так как выходное сопротивление источника повторителя $1/S$ мало. Существует ряд специальных схем двухтактных каскадов: на комплементарных транзисторах, комбинациях биполярных и полевых транзисторов и др. Однако они обычно используются в сочетании с бестрансформаторным включением нагрузки.

8.3. Усилители мощности с бестрансформаторным включением нагрузки

Выходной трансформатор является громоздким и тяжелым изделием с низкой технологичностью изготовления. Поэтому в высококачественных усилителях мощности стремятся избегать его применения. Этому способствует широкая номенклатура выпускаемых типов мощных ПТ, облегчающих выбор транзисторов с заданными энергетическими показателями [161, 162].

Обычно используются два способа бестрансформаторного включения нагрузки (рис. 8.16). В первом (рис. 8.16, а) используется двухполярное

питание полумостового каскада, во втором (рис. 8.16, б) — однополярное. Если U_n в схеме рис. 8.16, б выбрать равным $2U_n$ для схемы рис. 8.16, а, то энергетические показатели каскадов будут одинаковы.

Чтобы получить низкую ($10 \dots 20$ Гц) частоту среза $f_{сн} = (1/2)\pi/\tau_n$, где τ_n — постоянная времени нижних частот, в схеме рис. 8.16, б потребуется выбор разделительного конденсатора C_p большой емкости ($\tau_n \approx C_p R_n$). Нередко эта емкость при $R_n = 4 \dots 16$ Ом достигает тысяч микрофард. Наличие разделительного конденсатора связано с тем, что в отличие от схемы на рис. 8.16, а с нулевым потенциалом средней точки a этот потенциал в схеме на рис. 8.16, б близок к $U_n/2$. Разделительный конденсатор C_p предотвращает попадание постоянной составляющей напряжения в точку a в нагрузку.

На рис. 8.17 представлена практическая схема полумостового каскада с бестрансформаторным включением нагрузки. Схема выполнена на мощных МДП-транзисторах КП901А. На рис. 8.18 показаны зависимости K_r от

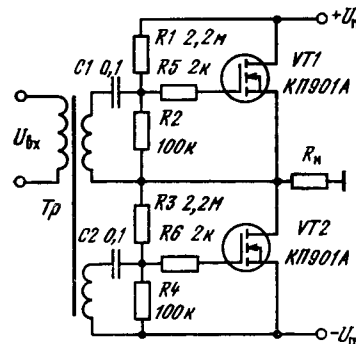


Рис. 8.17. Полумостовая схема оконечного каскада с гальванической связью с нагрузкой

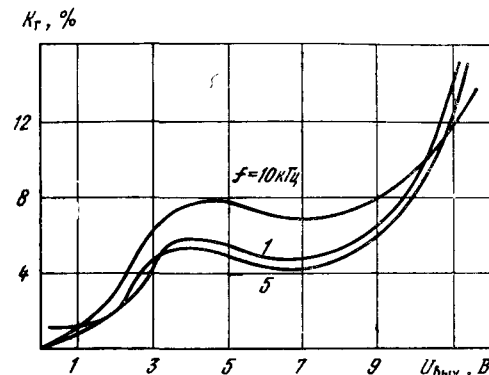


Рис. 8.18. Зависимость K_r от напряжения $U_{вых}$ для схемы, приведенной на рис. 8.17

$U_{вых}$ при $U_n = \pm 30$ В и $R_n = 10$ Ом для ряда частот f гармонического входного сигнала.

Из рис. 8.18 видна слабая зависимость K_r от частоты. Она свидетельствует о пренебрежимо малом влиянии инерционности транзисторов на частотах до 10 кГц. Видно, что в широком диапазоне изменения эффективного значения $U_{вых}$ $K_r \approx 4\%$ и мало меняется. Это указывает на высокую линейность передаточных характеристик, причем нелинейные искажения связаны главным образом с различием крутизны S_0 у транзисторов. При увеличении K_r до 10% $U_{вых}$ достигает 12 В, что при $R_n = 10$ Ом соответствует $P_{нм} = 14,4$ Вт. Подбор транзисторов по крутизне позволяет заметно уменьшить K_r при $P_n < P_{нм}$.

Еще один вариант каскада (рис. 8.19) использует решения, известные из схемотехники усилителей мощности на квазикомплементарных биполярных транзисторах. Однако в оконечном каскаде используются ПТ. На рис. 8.20 представлены зависимости K_r от $U_{вых}$. Ввиду глубокой ООС (каскад работает как повторитель) K_r при малых $U_{вых}$ мал (менее 1%). Однако выходные транзисторы в этой схеме раскачиваются не полностью и максимальная выходная мощность меньше, чем в схеме рис. 8.17. Для увеличения $P_{нм}$ транзисторы $VT1$ и $VT2$ надо питать от отдельных источников с повышенным напряжением.

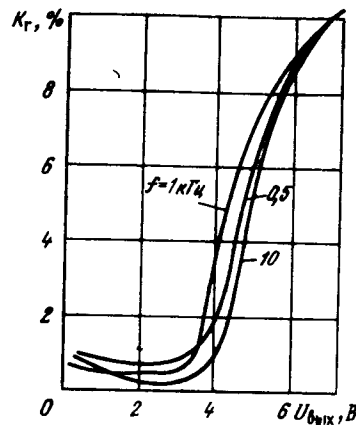
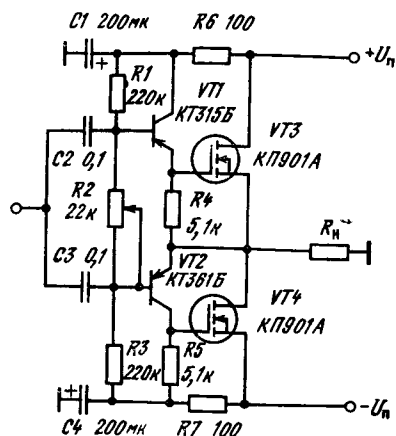


Рис. 8.19. Каскод на квазикомплементарных транзисторах (оконечные полевые транзисторы)

Рис. 8.20. Зависимость K_{Γ} от напряжения $U_{\text{вых}}$ для схемы, приведенной на рис. 8.19

Как и в случае биполярных транзисторов, схемы выходных каскодов упрощаются при применении комплементарных приборов (рис. 8.21). Схема

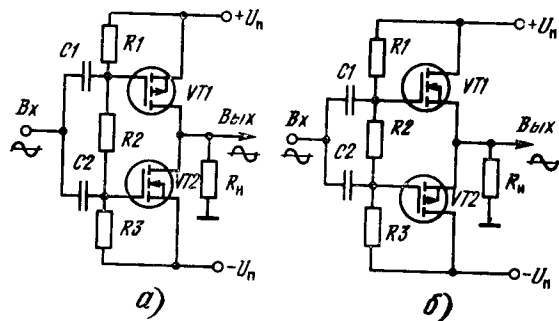


Рис. 8.21. Каскады усиления мощности с комплементарными мощными МДП-транзисторами, включенными по схеме с общим истоком (а) и общим стоком (б)

с общим истоком (рис. 8.21, а) имеет, пожалуй, единственное достоинство — большой коэффициент усиления $K_0 \approx S_0 R_n \gg 1$. Поэтому она требует небольших возбуждающих напряжений. Смещение $U_{\text{зи}}$ создается на резисторах R_1 и R_3 ($R_1 = R_3$), если параметры транзисторов идентичны, резистор R_2 задает ток через делитель. Поскольку $R_2 \gg R_1$ и $R_2 \gg R_3$, входное сопротивление каскада $R_{\text{вх}} \approx (R_1 \parallel R_3)$. Каскод инвертирует фазу входного сигнала на 180° , выходное сопротивление каскада велико.

Каскод с общим стоком на рис. 8.21, б (т. е. двухтактный истоковый повторитель) имеет ряд достоинств. Благодаря глубокой ООС он дает заметно меньшие искажения, чем каскод на рис. 8.21, а, и практически нечувствителен к разбросу крутизны S_0 транзисторов. Выходное сопротивление каскада мало $R_{\text{вых}} \approx 1/S_0$, частотный диапазон шире. Напряжение смещения $2U_{\text{зи}}$ для обоих транзисторов создается падением напряжения на резисторе R_2 , резисторы $R_1 = R_3$ задают ток через R_2 . Входное сопротивление $R_{\text{вх}} (R_1 \parallel R_3)$, каскод не инвертирует фазу. Однако поскольку коэффициент усиления

$$K_0 \approx \frac{S_0 R_n}{1 + S_0 R_n} < 1,$$

то каскод требует большого напряжения возбуждения. Амплитуда напряжения на входе для полной раскачки каскада $U_{\text{мвх}}$ должна превышать напряжение U_n . Это главный недостаток каскада, перекрываемый рядом отмеченных выше достоинств.

К сожалению, мощные МДП-транзисторы с p -каналом медленно выходят из сферы «экзотических» приборов и распространены намного реже, чем n -канальные приборы. Это является главным препятствием к широкому применению каскодов, показанных на рис. 8.21.

Мощные ПТ (точнее, приборы средней мощности) целесообразно применять и в предоконечном каскаде. Когда оконечные каскады выполняются по схемам повторителей, нелинейные искажения всего усилителя определяются главным образом предоконечным каскодом (их несложно рассчитать описанным выше методом пяти ординат). При этом предоконечный каскод должен обеспечить предельно большую двойную амплитуду напряжения на выходе. Применение ПТ с высоколинейной передаточной характеристикой резко облегчает решение этой задачи.

На рис. 8.22 представлены типовые схемы мощных каскодов с предоконечным усилителем на мощном МДП-транзисторе. Из отечественных при-

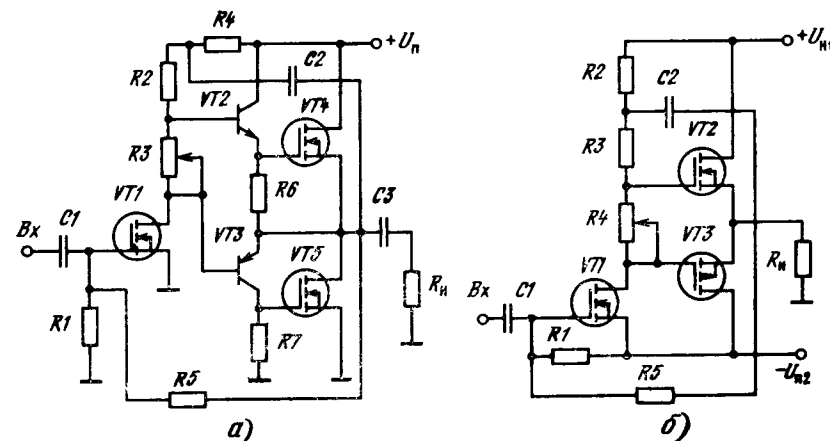


Рис. 8.22. Усилители мощности с предоконечным каскодом на мощном МДП-транзисторе и с квазикомплементарными (а) и комплементарными (б) транзисторами в оконечном каскаде

боров наиболее удобным оказывается транзистор КП902В. В усилителе рис. 8.22, а оконечный каскод построен по схеме рис. 8.19. Применение предоконечного каскада на ПТ делает схему завершенной. В схеме рис. 8.22, б предоконечный каскод возбуждает усилитель мощности на комплементарных транзисторах.

В каскодах рис. 8.22 использован принцип «вольтодобавки». При нем на часть стокового резистора предоконечного каскада подается (через C_2) выходное напряжение. Это позволяет увеличить напряжение на выходе предоконечного каскада и сделать двойную амплитуду его выходного напряжения даже большей, чем напряжение питания U_n . В результате оконечный каскод раскачивается полностью.

8.4. Бестрансформаторные усилители мощности класса В (AB)

Возможности серийных мощных ПТ позволяют строить высококачественные бестрансформаторные усилители мощности с $P_{\text{нм}}$ до десятков—сотен ватт и K_{Γ} до долей процента. Эксперты по звуковоспроизведению отме-

чают, что такие усилители на мощных ПТ звучат «мягче», чем усилители на биполярных транзисторах, лучше передают сигналы, соответствующие ударным звукам, быстрее выходят из режима перегрузки. Ниже рассмотрен ряд конкретных полных схем усилителей мощности для высококачественного звуковоспроизведения и приводится ряд интересных и новых технических решений в практике построения подобных усилителей.

В усилителе, приведенном на рис. 8.23, применен высококачественный выходной каскад — трехступенчатый повторитель с квазикомплементарными транзисторами. Предоконечный каскад построен на мощном ПТ VT1

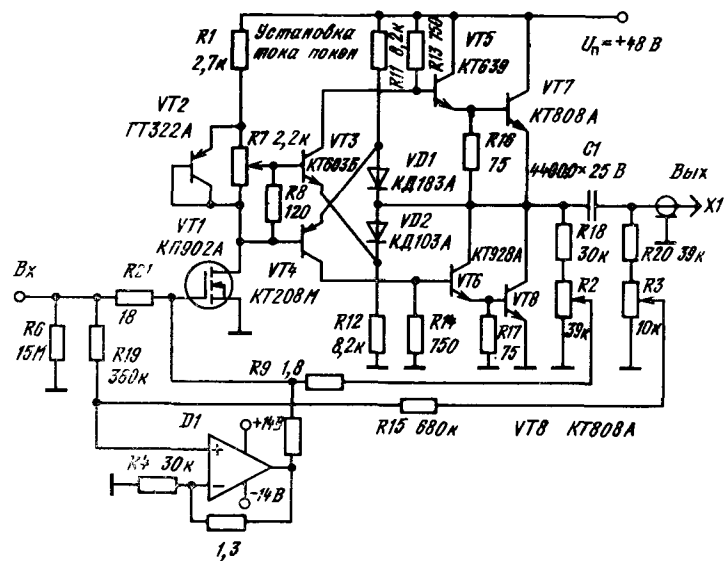


Рис. 8.23. Усилитель мощности с предоконечным каскадом на мощном полевым транзисторе и балансной ООС

КТ902А с транзисторной схемой стабилизации тока покоя выходного каскада (транзистор VT2 располагается на радиаторе, охлаждающем оконечные транзисторы). Оконечный каскад работает в классе АВ с током покоя около 100 мА, что полностью устраняет искажения типа «ступеньки».

Особенность этого усилителя — использование балансной отрицательной обратной связи, известной еще в 1937 г. [163], но до сих пор незаслуженно редко применяемой. Для осуществления балансной связи используют интегральный операционный усилитель с глубокой локальной отрицательной обратной связью, снижающей его усиление до 40 раз и практически устраняющей его собственные нелинейные искажения. На вход операционного усилителя подаются сигналы со входа основного усилителя и его выхода. Нормально (регулировка R3) эти сигналы взаимно нейтрализуются. Поэтому если основной усилитель не вносит искажений, то никакой общей отрицательной обратной связи нет. Но, как только в спектре выходного сигнала появляются любые составляющие (гармоники, шум, фои и т. д.), они уже не компенсируются входным сигналом и ослабляются в 40 раз возникшей отрицательной обратной связью.

Итак, усилитель реализует новую концепцию высококачественных усилителей — никаких отрицательных обратных связей, если усилитель усиливает без искажений. Такой подход резко снижает специфические и малоисследованные динамические искажения, возникающие при передаче ударных звуков. Еще одно важное достоинство — не снижается усиление

основного усилителя, меньше вероятность перегрузки предоконечного каскада. Обеспечивается и прекрасное демпфирование громкоговорителей. Если диффузор динамика испытывает паразитные колебания (например, после ударного звука), то эти колебания порождают на катушке динамика электрические сигналы, которые выделяются балансной отрицательной обратной связью и резко ею ослабляются.

Усилитель на рис. 8.23 при $P_{нм}=50$ Вт имеет полосу усиливаемых частот от 15 Гц до 50 кГц и $K_r < 0,1\%$ (при $R_n=8$ Ом и нестабилизированном $U_n=48$ В). Отношение сигнал-шум более 90 дБ. Хотя эти показатели далеко не являются рекордными, указанные особенности усилителя позволяют рекомендовать его для систем HiFi воспроизведения звука.

На рис. 8.24 представлена типичная схема HiFi усилителя фирмы Hitachi (Япония) с комплементарными мощными МДП-транзисторами на вы-

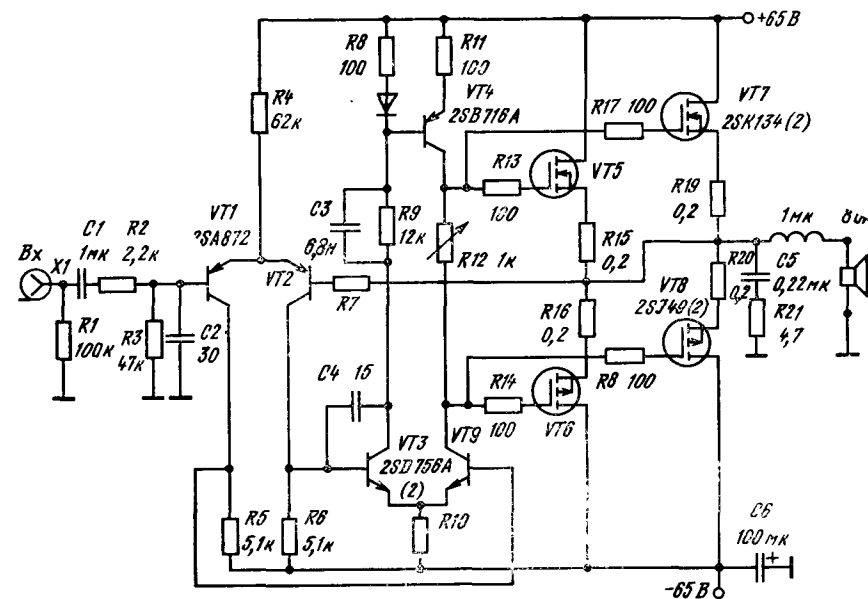


Рис. 8.24. Схема HiFi усилителя с комплементарными мощными МДП-транзисторами на выходе

ходе. Предоконечный и выходной каскады построены по схеме дифференциального усилителя на биполярных транзисторах. При $U_n=\pm 65$ В и $P_n=80$ Вт усилитель имеет $P_{нм}=100$ Вт и $K_r < 1\%$. Резисторы 100 Ом в цепи затворов предотвращают самовозбуждение на высоких частотах (некоторые фирмы рекомендуют с той же целью одевать на провода, идущие к затворам, миниатюрные ферритовые кольца).

Еще одна схема HiFi усилителя мощности показана на рис. 8.25. Выходной каскад построен на параллельно включенных n -канальных МДП-транзисторах VMP12 и работает в классе АВ. Предоконечный каскад обеспечивает идентичные условия возбуждения мощных оконечных транзисторов. Даже при разомкнутой цепи отрицательной обратной связи усилитель при $P_{нм}=40$ Вт обеспечивает малый коэффициент $K_r \approx 0,4\%$ при полосе пропускания частот от 0 до 400 кГц. Неглубокая общая ООС (глубина 22 дБ) снижает K_r до 0,04% и расширяет полосу до 4 МГц. Это резко снижает динамические и интермодуляционные искажения.

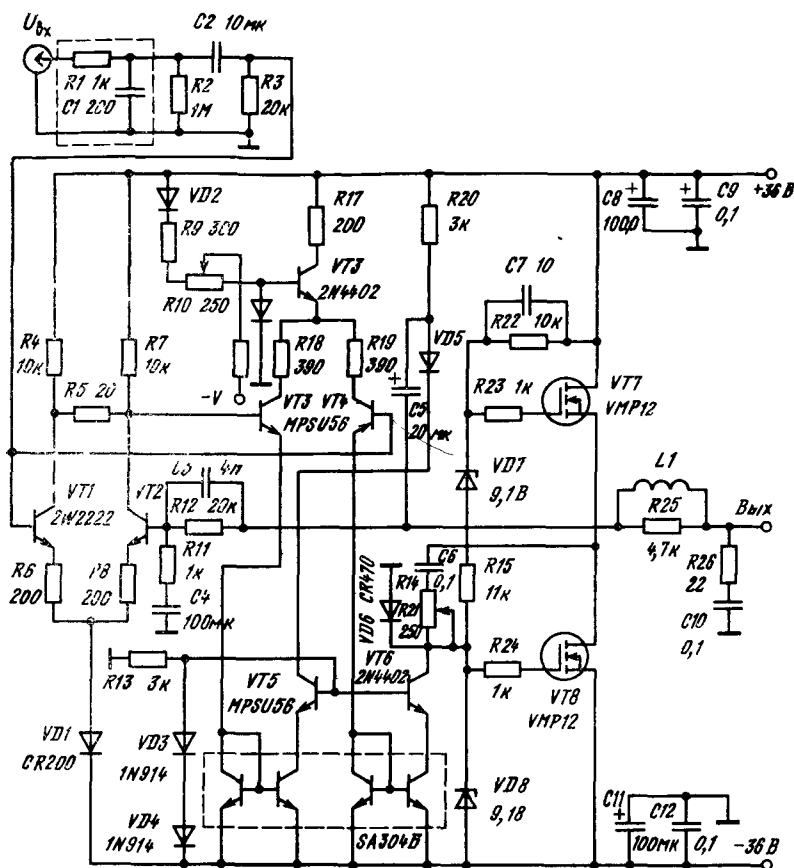


Рис 8.25 Схема HiFi усилителя с параллельно включенными (по три в каждом плече) ВМДП-транзисторами

Подобная схема на мощных ВМДП-транзисторах 2N84GA [26] обеспечивает выходную мощность до 80 Вт при практически полном отсутствии интермодуляционных искажений. Скорость нарастания выходного напряжения достигает 100 В/мкс, что в 2...5 раз лучше, чем в схемах усилителей мощности на биполярных транзисторах.

Еще более высокие технические характеристики имеет УМ, описанный в [164]. Его полная схема приведена на рис. 8.26. Оконечный каскад выполнен на комплементарных мощных МДП-транзисторах с почти идентичными характеристиками, разработанных специально для таких применений фирмой Hitachi (Япония), рис. 8.27. В схеме повторителя такие транзисторы намного превосходят биполярные по частотным свойствам — см. сравнение на рис. 8.28.

Усилитель (каждого из двух каналов) состоит из оконечного каскада и предварительного усилителя (они обведены штриховыми линиями). Наиболее интересной является схема предварительного усилителя. Она построена по принципу горизонтальной и вертикальной симметрии, что обеспечивает идентичные условия возбуждения обоих плеч выходного каскада. Входной каскад — дифференциальный.

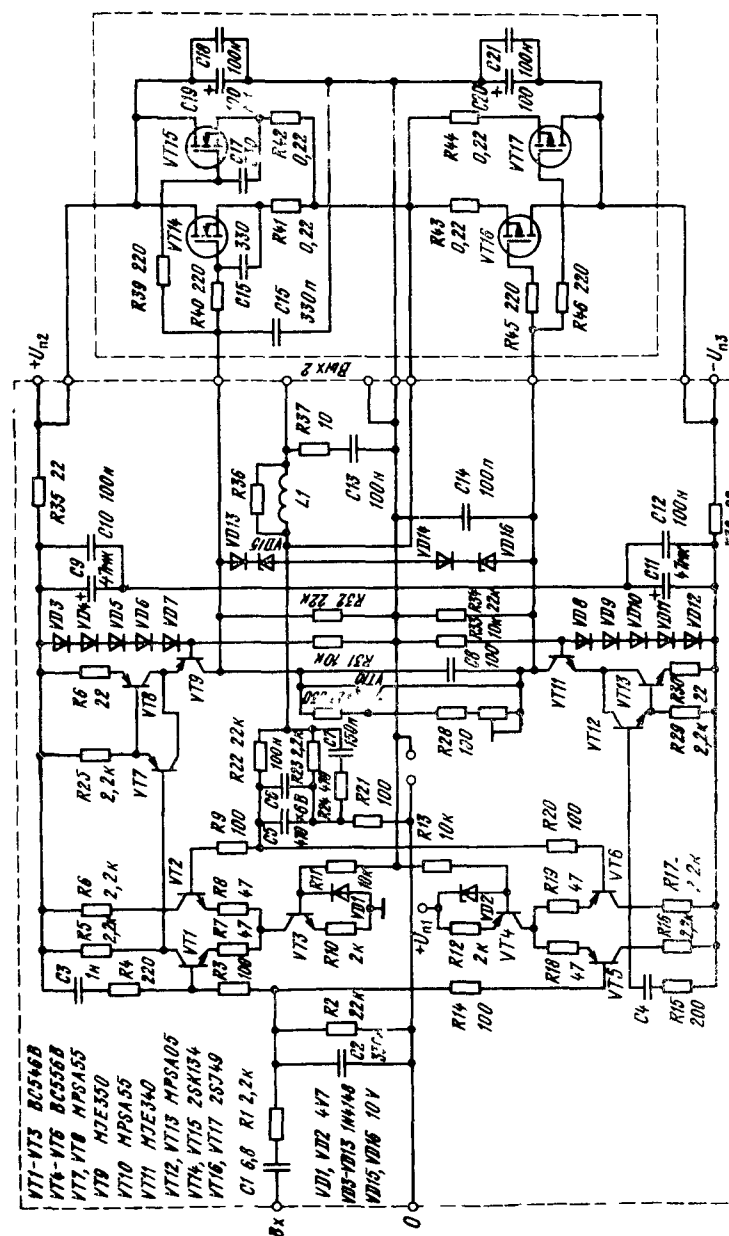


Рис 8.26. Схема одного канала HiFi стереофонического усилителя

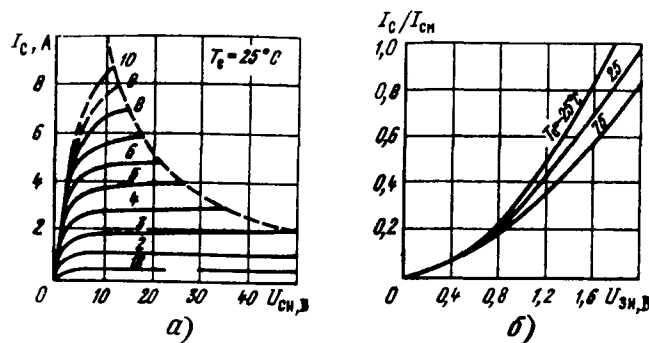


Рис. 8.27. Семейство выходных (а) и передаточных (б) характеристик транзистора 2SK134

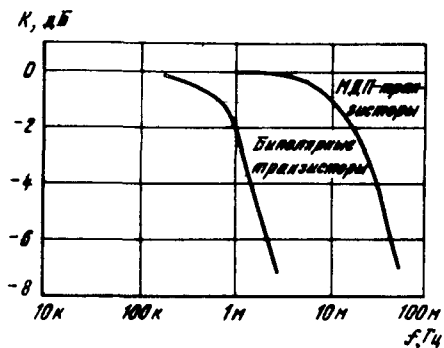


Рис. 8.28. Сравнение АЧХ мощного повторителя на биполярных и МДП транзисторах

8.5. Усилители мощности на полевых транзисторах со статической индукцией

Новые возможности в построения HiFi усилителей открывают мощные ПТ со статической индукцией (СИТ). Эти приборы являются находкой для тех конструкторов HiFi аппаратуры, которые страдают ностальгией по ламповым усилителям мощности. Как и ламповые триоды СИТ, отечественные приборы КП801, КП802 и КП803 имеют триодные ВАХ и поэтому без какой-либо ООС обеспечивают получение малого выходного сопротивления ($R_{\text{вых}} \approx 1/S_0$ и для современных приборов составляет доли ома). Квадратическая передаточная характеристика ведет к почти полному исчезновению четных гармоник, а применение двухтактных схем обеспечивает подавление нечетных гармоник в рабочем диапазоне токов (разумеется, до наступления перегрузок). При этом K_r оказывается очень низким. Происходит и присущий ламповым схемам быстрый спад амплитуды высших гармоник (как известно, у биполярных транзисторов из-за экспоненциальной входной характеристики высшие гармоники резко выражены).

Указанные обстоятельства привели к широкому применению СИТ в зарубежных HiFi усилителях мощности (сейчас они внедряются и в отечественные усилители). На рис. 8.29 показана схема усилителя мощности

Усилитель обеспечивает усиление 26 дБ и $P_{\text{вых}} = 120$ Вт при $R_n = 8$ Ом и 150 Вт при $R_n = 4$ Ом. Коэффициент нелинейных искажений (при $P_n = 120$ Вт) не более 0,002% на частоте 1 кГц и 0,0065% на частоте 10 кГц. Скорость нарастания выходного напряжения (при отключенном входном фильтре) не менее 60 В/мкс, время нарастания 1,3 мкс (при отключенном фильтре). В [164] приведены данные о конструкции усилителя, включая разводку печатных плат.

фирмы Nippon Electric с $P_{\text{вм}} = 50$ Вт, выполненного полностью на ПТ [29]. В оконечном и предоконечном каскадах используются специально разработанные согласованные пары комплементарных СИТ. В дополнение к ука-

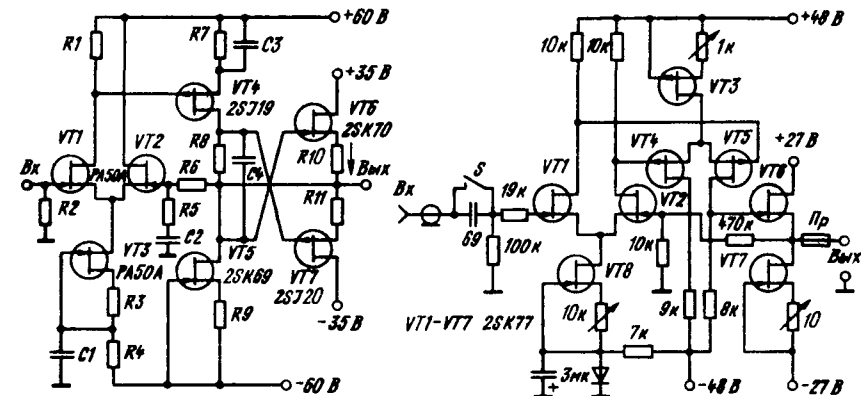


Рис. 8.29. Схема усилителя мощности с приборами СИТ на выходе

Рис. 8.30. Схема HiFi усилителя мощности с выходным каскадом на СИТ, работающим в классе А

занным достоинствам отмечается прекрасная температурная стабильность схемы, достигаемая без каких-либо специальных мер термостабилизации.

Для особо изысканных любителей HiFi аппаратуры были созданы стереофонические усилители с выходными одноканальными каскадами, работающими в классе А. На рис. 8.30 показана схема одного канала такого усилителя [29] с выходной мощностью 30 Вт (и потребляемой около 160 Вт). Оконечный каскад выполнен на СИТ VT6 с динамической нагрузкой VT7. Такой каскад обеспечивает КПД не более 25%. Предоконечный и входной каскады выполнены по дифференциальным схемам также на ПТ (сдвоенных фирмы Yamaha). На рис. 8.31 даны зависимости K (дБ) от частоты f и

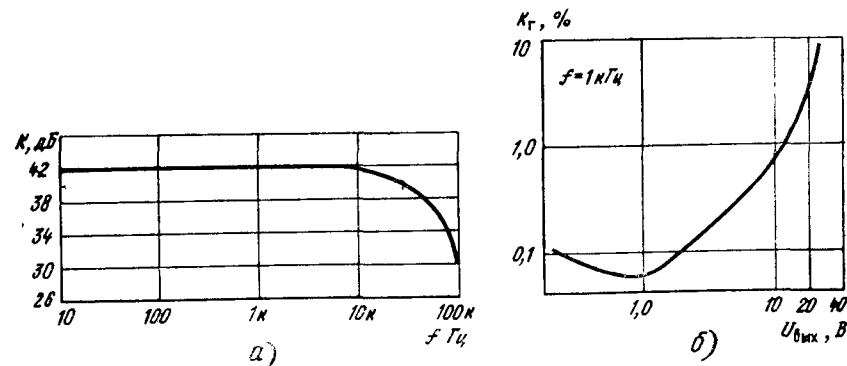


Рис. 8.31. Зависимости K и K_r от частоты f усилителя, приведенного на рис. 8.2

K_r от $U_{\text{вых}}$. Хотя и в этом случае ширина полосы частот и значения K_r далеки от рекордных (их значения сейчас достигают мегагерц и тысячных долей процента соответственно), качество звуковоспроизведения отвечает

самым изысканным требованиям. Причина такого «парадокса» в том, что усилители практически лишены интермодуляционных и динамических искажений, а в спектре их выходного сигнала присутствуют лишь гармоники с малыми номерами.

8.6. Усилители мощности с импульсным регулированием класса D

Помимо рассмотренных выше HiFi усилителей имеется множество областей применения, где нужны менее качественные усилители, но с предельно высоким КПД. Достаточно отметить усилители для мегафонов, трансляции справок, объявления тревоги и т. д.

Наиболее высокий КПД обеспечивают усилители, активные приборы которых работают в ключевом режиме (класс D). Для управления их током обычно применяется широтно-импульсная модуляция ШИМ (рис. 8.32). Под управлением модуляторов ШИМ происходит попеременное переключение ключей K1 и K2 с частотой, заметно превышающей максимальной частоту входного сигнала (рис. 8.33). Получаемые с выхода ключей прямоугольные импульсы с переменной скважностью преобразуются в синусоидальный сигнал LC-фильтром.

Если пренебречь динамическими потерями, то КПД в классе D $\eta = R_n / (R_n + r_k)$, где r_k — сопротивление ключа в открытом состоянии. При

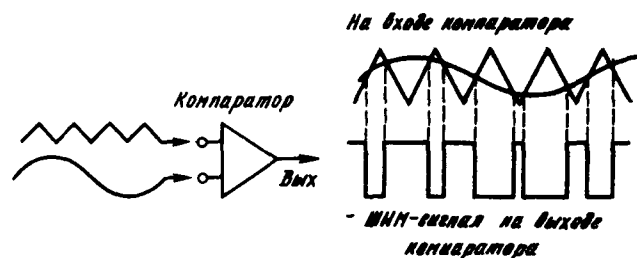


Рис. 8.32. Структурная схема усилителя класса D с ШИМ

На входе компаратора

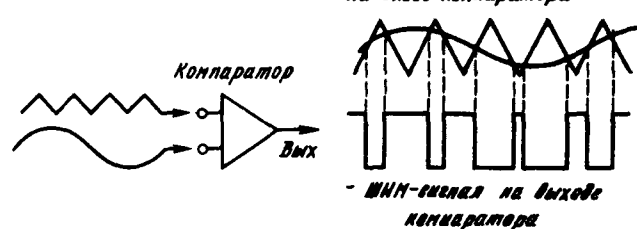


Рис. 8.33. Временные диаграммы работы ШИМ

$r_k \rightarrow 0$ $\eta \rightarrow 1$. Для мощных МДП-транзисторов $r_k = R_{си\text{ вкл}} \approx 1/S_0$ и реальные значения $\eta = 0,9 \dots 0,98$.

Если f_n — частота низкочастотного сигнала, а f_m — частота модуляции, то спектр ШИМ содержит гармоники $mf_n \pm nf_m$; $mf_m \pm nf_n$, где m и n — целые числа. Отсюда видно, что желательно применение как можно более высокочастотной модуляции. Считается приемлемым иметь $f_m \approx 10f_n$. Например, если $f_n = 20$ кГц, то частота модуляции должна быть не менее 200 кГц. Уже одно это обстоятельство делает перспективным применение в качестве ключей в схеме рис. 8.30 мощных МДП-транзисторов.

На рис. 8.34 представлена схема усилителя мощности класса D, обеспечивающего мощность в нагрузке $P_{нм} = 100$ Вт. На выходе усилителя установлен сложный фильтр с RC-цепями, ослабляющими эффект возрастания

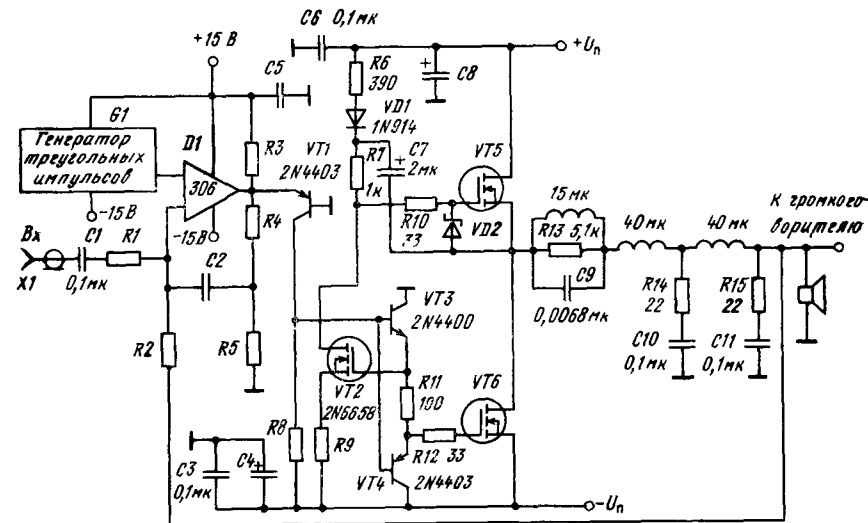


Рис. 8.34. Схема усилителя класса D с выходной мощностью 100 Вт полного сопротивления громкоговорителя на частоте механического резонанса диффузора.

Глава 9.

Высокочастотные и сверхвысокочастотные усилители мощности и генераторы гармонических колебаний

9.1. Общие сведения о ВЧ- и СВЧ-усилителях мощности

Усилители мощности (УМ) ВЧ- и СВЧ-колебаний — устройства, предназначенные для усиления по мощности синусоидальных сигналов. Они применяются в качестве оконечных каскадов радиопередатчиков (рис. 9.1), в

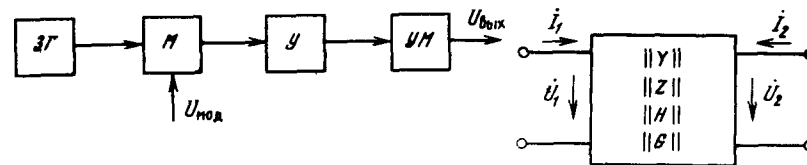


Рис. 9.1. Типовая функциональная схема радиопередатчика с выходным усилителем на мощных МДП-транзисторах

Рис. 9.2. Обобщенная схема усилителя мощности на активном четырехполюснике

промышленных технологических установках (например, СВЧ-нагрева) и т. д. Усилители мощности могут быть узкополосными (обычно резонансными) и широкополосными. Узкополосными называют усилители, полоса усиливаемых частот которых $2\Delta f \ll f_0$, где f_0 — средняя частота диапазона усиливаемых частот. Широкополосные усилители обычно имеют $\Delta f >$

$> f_0$. Граница в 300 МГц между ВЧ- и СВЧ-диапазонами для УМ на мощных ПТ условна. Правильнее говорить о СВЧ-области частот как области, в которой нельзя пренебрегать частотной зависимостью параметров мощных ПТ.

Усилитель мощности можно рассматривать как четырехполюсник (рис. 9.2) и характеризовать системой Y -, Z -, H - или G -параметров. Для детального описания четырехполюсника используются эквивалентные схемы мощных ПТ. Однако чаще четырехполюсник рассматривается как «черный ящик», параметры которого (входной, выходной, передаточный иммитанс, крутизна и т. д.) определяются экспериментально. Под иммитансом понимается полное комплексное сопротивление, или проводимость.

С изменением частоты обычно сильно меняется входной иммитанс мощных ПТ $W_{вх} = R_{вх} + jX_{вх}$. Реактивная составляющая его может изменять настройку резонансных контуров в УМ, а активная составляющая ($R_{вх}$) обуславливает потери во входной цепи, т. е. влияет на коэффициент усиления по мощности. Кроме того, значение $R_{вх}$ определяет целесообразный способ возбуждения УМ.

На рис. 9.3 представлены зависимости $R_{вх}(f)$ для ряда отечественных мощных МДП-транзисторов. Видно, что $R_{вх}$ для всех приборов резко па-

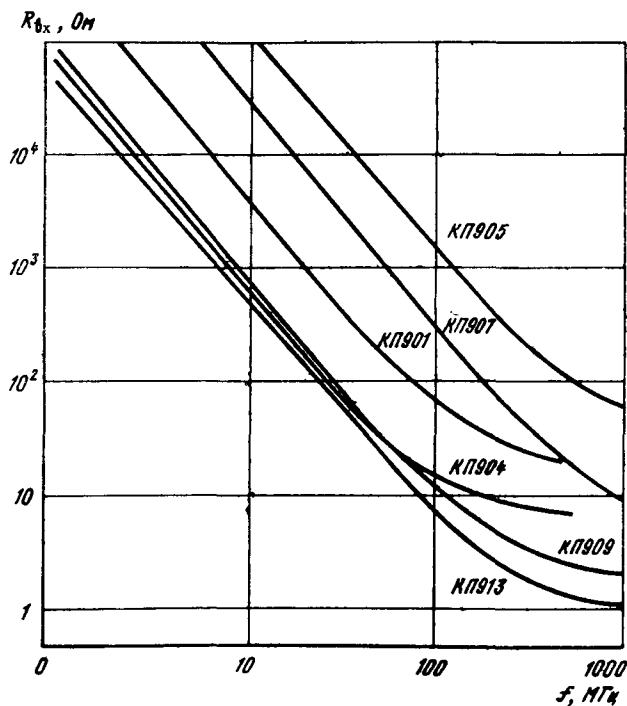


Рис. 9.3. Частотные зависимости активных составляющих входных сопротивлений мощных МДП-транзисторов

дает с ростом f , достигая при f , равной сотням мегагерц, очень малых значений (единицы — десятки ом).

Когда $R_{вх}$ велико — десятки ом и выше (частоты до десятков мегагерц), для возбуждения каскадов можно использовать параллельный LC-контур. При малых $R_{вх}$ для возбуждения каскадов применяются последовательный колебательный контур и режим источника тока.

Пусть W_{11} , W_{22} и W_{21} — соответственно входной, выходной и передаточный иммитансы четырехполюсника, а W_{12} — иммитанс обратной передачи. Пусть далее W_r и W_n — иммитансы генератора входного гармонического сигнала и нагрузки. Тогда из общей теории четырехполюсника можно найти основные параметры усилителя. Это входной иммитанс $W_{вх} = W_{11} - W_{21}W_{12}/(W_{22} + W_n)$, выходной иммитанс $W_{вых} = W_{22} - W_{21}W_{12}/(W_{11} + W_r)$. Коэффициент усиления по мощности рабочий $K_P = P_{вых}/P_{вх} = |W_{21}|^2 \text{Re } W_n / |W_{22} + W_n|^2 \text{Re } W_{вх}$ и коэффициент усиления по мощности номинальный $K_{PN} = P_{ном}/P_r = 4|W_{21}|^2 \text{Re } W_r \text{Re } W_n / (W_{11} + W_r)(W_{22} + W_n) - |W_{12}W_{21}|^2$. Параметр K_P характеризует отношение $W_{вых}$ к мощности потерь во входной цепи $P_{вх}$, а K_{PN} — к мощности, отдаваемой источником входного сигнала P_r .

Резонансные УМ используют колебательные контуры, причем реактивные составляющие иммитансов мощных ПТ входят в состав реактивностей контуров. Это гарантирует эффективную их компенсацию. Такие усилители обеспечивают получение малых амплитуд высших гармоник выходного сигнала, которые отсеиваются высокочастотными контурами. Это облегчает и применение нелинейных режимов работы (классы АВ, В и С) с повышенными энергетическими показателями. Основные недостатки резонансных УМ: необходимость перестройки контуров, большие габариты элементов (особенно переменных и подстроечных конденсаторов и катушек переменной индуктивности — вариометров).

Колебательный контур в выходной цепи даже при несинусоидальном токе стока мощного транзистора порождает гармоничность сигнала на стоке. Если его амплитуда мала, то импульс тока стока имеет форму обрезанной косинусоиды. Это соответствует недонапряженному режиму работы УМ (рис. 9.4). В перенапряженном режиме амплитуда сигнала на стоке на-

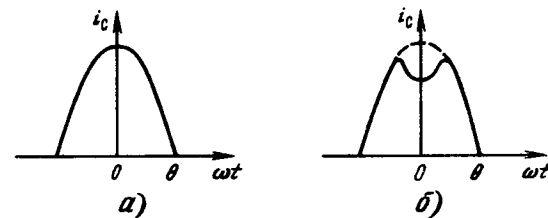


Рис. 9.4. Формы импульсов тока стока в недонапряженном (а) и перенапряженном (б) режимах работы УМ

столько велика, что рабочая точка попадает на крутые области ВАХ и временная зависимость тока стока приобретает характерный провал (рис. 9.4). Граница между этими режимами соответствует критическому режиму.

В УМ часто применяют нейтрализацию, т. е. компенсацию ОС через проходную емкость ПТ с помощью внешних ОС. Это содействует устойчивости каскада, т. е. отсутствию самовозбуждения и неустойчивости настройки во всей полосе усиливаемых частот.

Преимущества ПТ в УМ по сравнению с биполярными транзисторами заключаются в меньших искажениях гармоничности выходного сигнала (меньшем числе высших гармоник, побочных частот и др.), более стабильной работе и в более высоких энергетических показателях. Мощные ПТШ на основе арсенида-галлия обеспечивают получение мощностей доли — единицы ватт на частотах до 10...20 ГГц.

В основном мощные ПТ применяются в генераторах с внешним возбуждением (т. е. в УМ). Но на них могут строиться и LC-автогенераторы. Их энергетические параметры примерно соответствуют указанным для усилителей мощности (т. е. мощности достигают сотен ватт в ВЧ-диапазоне).

В последнее время резонансные усилители мощности (инверторы) и LC-генераторы стали применяться и в бестрансформаторных источниках электропитания [95—99]. Как уже отмечалось, это позволяет повысить частоту преобразования до сотен килогерц — десятков мегагерц и значительно снизить массогабаритные показатели источников питания.

9.2. Резонансные усилители мощности с параллельным контуром на выходе

На рис. 9.5 упрощенно представлены три наиболее распространенные схемы резонансных УМ с параллельным контуром на выходе. Они отличаются

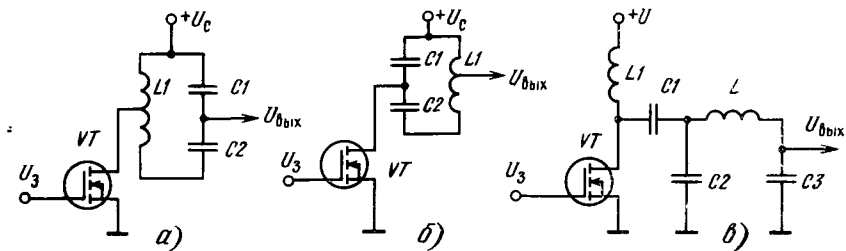


Рис. 9.5. Схемы резонансных УМ с параллельным контуром на выходе

видом связи с нагрузкой. Предполагается, что все они возбуждаются гармоническим сигналом, так что напряжение на затворе $u_{зи}(\omega t) = U_3 + U_{3м} \cos \omega t$, где $\omega = 2\pi f$ — круговая частота; $U_{3м}$ — амплитуда косинусоиды; U_3 — напряжение смещения на затворе, задающее класс работы усилителя.

Контур в выходной цепи обычно настроен в резонанс с входной частотой. Резонансная частота контура $f_0 = 1/2\pi \sqrt{LC}$, где C — общая емкость контура. Для возбуждения каскада на входе также обычно устанавливается LC-контур, но на схемах рис. 9.5 он не показан. Если $f_0 = nf$, где $n = 2, 3, 4, \dots$, то УМ выполняет функции умножителя частоты.

Благодаря фильтрующим свойствам выходного LC-контура напряжение на стоке в недонапряженном режиме также близко к гармоническому, т. е. $u_c(\omega t) = U_c - U_{см} \cos \omega t$, а ток стока имеет форму отрезков косинусоиды с углом отсечки $\theta = \arccos((U_0 - U_3)/U_{3м})$.

На рис. 9.6 показано графическое построение формы импульсов тока стока $i_c(t)$ для разных амплитуд $U_{сн}$.

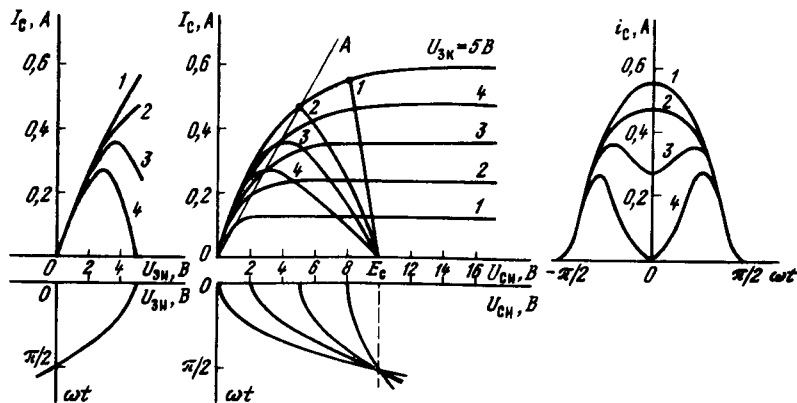


Рис. 9.6. Графическое построение формы импульсов тока стока УМ

Кривые 1 и 2 относятся к недонапряженному и критическому режимам работы, а 3, 4 — к перенапряженному.

Из реальных построений (для транзистора КП901) можно сделать вывод, что переход из недонапряженного режима в критический происходит плавно. При этом форма импульсов тока стока близка к косинусоидальной (т. е. допустима их гармоническая аппроксимация, при которой можно использовать квазилинейный метод расчета усилителей).

Для мощных МДП-транзисторов ввиду плавности перехода из полого участка ВАХ в крутой трудно дать четкое определение критической линии ВАХ, задающей переход из недонапряженного в перенапряженный режим. Можно принять (приблизительно), что такой переход имеет место, если $u(t)$ падает меньше, чем до уровня $U_{зи} = U_{зиМ}$.

Таким образом, для расчета энергетических показателей усилителей (см. рис. 9.5) в недонапряженном и критическом режимах достаточно определить угол отсечки θ и амплитуду $I_{см}$ импульсов тока стока. Тогда относительная постоянная составляющая тока стока, амплитуды первой и высших гармоник определяются через хорошо известные коэффициенты Берга [45, 46]:

$$\alpha_0 = \frac{I_{с0}}{I_{сМ}} = \frac{\sin \theta - \theta \cos \theta}{\pi (1 - \cos \theta)}, \quad \alpha_1 = \frac{I_{с1}}{I_{сМ}} = \frac{\theta - \sin \theta \cos \theta}{\pi (1 - \cos \theta)},$$

$$\alpha_n = \frac{I_{сn}}{I_{сМ}} = \frac{2}{\pi} \frac{\sin(n\theta) \cos \theta - n \cos n\theta \sin \theta}{n(n^2 - 1)(1 - \cos \theta)}.$$

Эти коэффициенты получены разложением в ряд Фурье импульсов тока стока при их гармонической аппроксимации. Амплитуда n -й гармоники $A_n = SA\gamma_n$, где $\gamma_n = \alpha_n(1 - \cos \theta)$; A — амплитуда входного сигнала.

На рис. 9.7 представлены зависимости $\alpha_0, \alpha_1, \alpha_2$ и α_3 от угла отсечки θ . Заметим, что угол $\theta = 180^\circ$ соответствует работе усилителя в классе А. Мак-

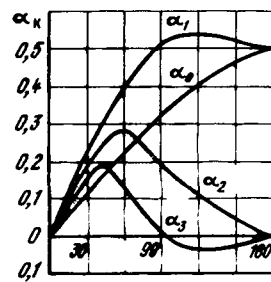


Рис. 9.7. Зависимости коэффициентов разложения косинусоидального импульса α от угла отсечки θ

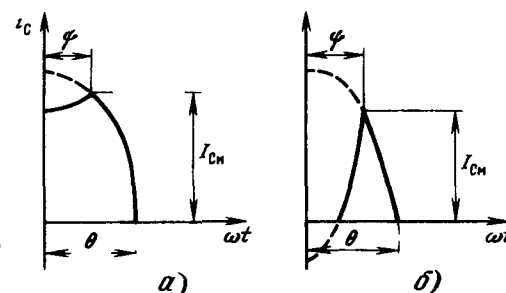


Рис. 9.8. Формы импульсов тока стока в слабоперенапряженном (а) и перенапряженном (б) режимах

симальное значение α_1 (и соответственно максимальная мощность на первой гармонике) соответствует $\theta = 120^\circ$.

Из проведенного анализа вытекает, что усилитель мощности может использоваться в качестве умножителя частоты, если $f_0 = nf$. При этом также существуют оптимальные углы отсечки, например $\theta = 60^\circ$ при удвоении частоты (максимум α_2) и $\theta = 40^\circ$ при утроении частоты (α_3 максимален).

Для приближенной оценки энергетических показателей можно воспользоваться приближенным представлением для формы импульсов тока стока (рис. 9.8, а) для напряженного и слабоперенапряженного режимов (когда еще нет заметного провала тока). В этом случае импульс тока характеризуется нижним θ и верхним ψ углами отсечки, а коэффициенты Берга вычисляются по формулам

$$\alpha_0(\theta, \psi) = \frac{\sin \theta - \theta \cos \theta - (\sin \psi - \psi \cos \psi)}{\pi (\cos \psi - \cos \theta)},$$

$$\alpha_1(\theta, \psi) = \frac{\theta - \sin(2\theta)/2 - (\psi - \sin(2\psi)/2)}{\pi (\cos \psi - \cos \theta)},$$

$$d_n(\theta, \psi) = \frac{2(\sin n\theta - \cos \theta - n \sin \theta \cos n\theta) - (\psi \sin n\psi \cos n\psi - n \sin \psi \cos n\psi)}{\pi n (n^2 - 1) (\cos \psi - \cos \theta)}.$$

При этом амплитуды гармоник $A_n = SA\gamma_n(\theta, n)$, где $\gamma_n(\theta, n) = \alpha_n(\theta, \psi) \times (\cos \psi \cos \theta)$.

Для переапряженного режима импульсы тока можно представить в виде рис. 9.8, б. В этом случае $A_n = I_{с\max} \alpha_n(\theta, \psi) - I_{с\min} \alpha_n(\theta, \psi)$. Поскольку расчет по этим формулам достаточно громоздок, можно воспользоваться программами, вычисляющими коэффициенты Берга с помощью микрокалькуляторов [45]. Приведенный расчет позволяет вычислять потребляемую каскадом мощность $P_n = I_{с0} U_0$, а также выходную мощность. При полном включении контура или нагрузки $P_{н\max} = A_n R_n^2 / 2$, при трансформаторной или автотрансформаторной связи с нагрузкой нужно использовать приведенное сопротивление нагрузки.

Предельное значение КПД в зависимости от класса работы

Класс

A	$\theta \leq 180^\circ$	$\leq 0,5$
AB	$90^\circ \leq \theta \leq 180^\circ$	$0,5 < \eta < 0,78$
B	90°	$0,78$
C	$0^\circ < \theta < 90^\circ$	$0,78 < \eta < 1$

Класс A наименее отягощен высшими гармониками и используется при построении усилителей с улучшенной «монохроматичностью» выходного сигнала, например слабоперегружаемых входных каскадов профессиональных КВ радиоприемников. Классы AB и B занимают промежуточное положение. Их целесообразно применять и в двухтактных ВЧ- и СВЧ-усилителях мощности. Такое применение облегчает нейтрализацию усилителей и резко снижает уровень четных гармоник. Однако основным для резонансных усилителей является класс C, имеющий более высокие энергетические показатели.

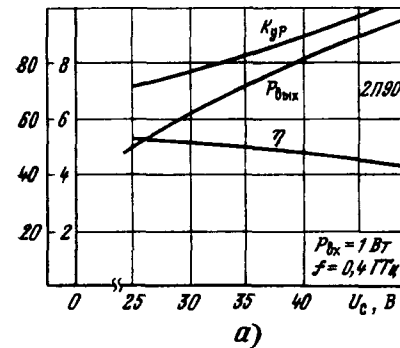
Предельный КПД не учитывает ряда факторов — больших остаточных напряжений транзисторов, недоиспользования их по напряжению в недоапряженном режиме, потерь в контуре и инерционности транзистора. Для недоапряженного и критического режимов работы в классе B максимальная выходная мощность на первой гармонике [7] $P_{10} = 0,25 \gamma_1 I_{с\max} (U_{с\max} - U_{с0})$. Мощность, потребляемая от источника питания, $P_{00} = 0,5 \gamma_1 I_{с\max} (U_{с\max} + U_{с0})$, а КПД $\eta = 0,5 (\gamma_1 / \gamma_0) (U_{с\max} - U_{с0}) / (U_{с\max} + U_{с0})$, где $U_{с\max}$ — максимально допустимое напряжение на стоке; $U_{с0}$ — остаточное напряжение. Эти данные получаются при $R_n' = R_{н0} = (U_{с\max} - U_{с0}) / 2 \gamma_1 I_{с\max}$.

Рассеиваемая на стоке мощность $P_{с0} = P_0 (1 - \eta_0)$. Коэффициенты Берга для этого случая $\gamma_0 = (\cos \delta) / \pi$, $\gamma_1 = 1/2 - 2\delta/\pi$, $\delta = (I_{с\max} - I_{с\ост}) / I_{с\max}$, где $I_{с\max}$ — максимальный ток стока при полной раскачке; $I_{с\нач}$ и $I_{с\ост}$ — начальный и остаточный (неуправляемый) токи стока.

Из приведенных соотношений явно вытекает, что с уменьшением $U_{с\max}$ и увеличением $U_{с0}$ энергетические показатели УМ ухудшаются. Уменьшение $U_{с\max}$ будет иметь место и при понижении напряжения питания U_c . В ТУ и рекомендациях по применению на мощные генераторные МДП-транзисторы обычно приводятся зависимости важнейших энергетических параметров от U_c для двух-трех частот (рис. 9.9). Эти зависимости можно использовать для практической оценки параметров УМ.

При больших $P_{с0}$ и высокой температуре окружающей среды следует считаться с температурной зависимостью тока стока $I_c(T) \approx I_c(T_0) (T_d/T)^m$, где $I_c(T_0)$ — ток стока при $T_0 = 300$ К, $m = 1,2 \dots 1,5$.

$\eta, \%$ $K_{ур}, дБ$; $P_{вых}, Вт$



$\eta, \%$ $K_{ур}, дБ$; $P_{вых}, Вт$

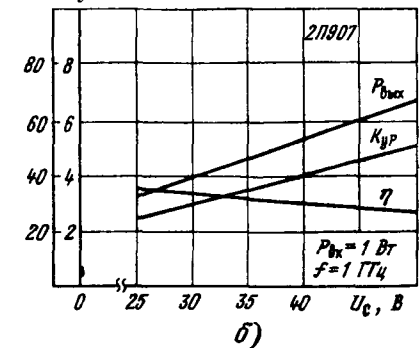


Рис. 9.9. Зависимости основных параметров УМ от напряжения питания

Согласно [7] поправки на влияние температуры могут вычисляться по формулам $P_1 = K_T P_{10}$, $P_c = K_T P_{с0}$, $P_0 = K_T P_{00}$, $R_F = R_{н0} / K_T$, где температурный коэффициент

$$K_T = \frac{I_c(T)}{I_c(T_0)} = \frac{1}{2a} (\sqrt{1+4a} - 1).$$

Здесь $a = m R_T = P_{с0} / I_0$; R_T — тепловое сопротивление транзистора. Вследствие того, что I_c с ростом T уменьшается, падает и выходная мощность усилителей.

9.3. Особенности работы резонансных усилителей на высоких частотах

Приведенные выше сведения относились к сравнительно «низким» частотам (хотя для СВЧ-транзисторов это могут быть частоты в десятки—сотни мегагерц). На высоких частотах распределенное сопротивление канала и его емкость ведут к дополнительным потерям и уменьшению K_F и p_1 с ростом f [167]. Это очевидно из эквивалентной схемы цепи стока рис. 9.10, а.

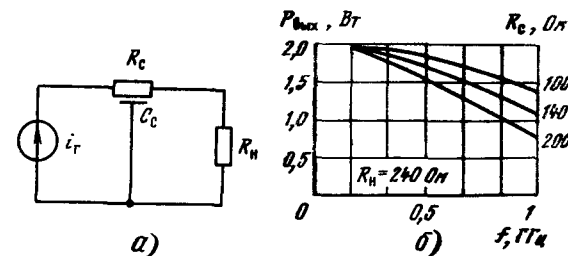


Рис. 9.10. Эквивалентная схема цепи стока мощного МДП-транзистора в области высоких частот (а) и зависимости от частоты максимальной выходной мощности транзистора КП905 (б)

Падение активной составляющей $R_{вых}$ выходного сопротивления можно оценить из выражения $R_{вых}(\omega) = a R_c + b / \omega^2 R_c C_c^2$. К примеру, для транзисто-

ра КП905 $a=0,5$ и $b=3$. Этот фактор ведет к уменьшению $P_{\text{вых}} : P_{\text{вых}} = \zeta P_1$, где согласно [7]

$$\zeta = \begin{cases} \frac{3/4 \omega^2 R_c R_n C_c^2}{1 - \omega^2 (2P_n - P_c) R_c C_c^2} & \text{при } R_{\text{вых}} \leq 2R_n, \\ \frac{R_c C_c^2 6}{(1 + \omega^2 R_c^2 C_c^2 / 6)^2} & \text{при } R_{\text{вых}} > 2R_n. \end{cases}$$

На рис. 9.10, б представлена зависимость $P_{\text{вых}}$ от f для мощного СВЧ-транзистора КП905. У него $R_c \approx 140 \dots 160$ Ом, и спад $P_{\text{вых}}$ наблюдается начиная с частот 400...500 МГц. Опытные образцы транзисторов со структурой КП905, но имеющие $R_c = 10 \dots 15$ Ом, не обнаруживали заметного спада $P_{\text{вых}}$ вплоть до частот 1,2 ГГц. Это указывает на то, что именно распределенная $R_c C_c$ цепь стока в основном ответственна за падение $P_{\text{вых}}$ с ростом частоты.

К важнейшим высокочастотным параметрам УМ на мощных МДП-транзисторах относятся коэффициенты устойчивости и коэффициент усиления по напряжению G_U в условиях нейтрализации обратной связи сток — затвор. Из теории четырехполюсников известно следующее выражение для коэффициента устойчивости:

$$K = \frac{2 \operatorname{Re} Y_{11} \operatorname{Re} Y_{22} - \operatorname{Re} (Y_{12} Y_{21})}{|Y_{12} Y_{21}|}.$$

Четырехполюсник устойчив при $K > 1$. В этом случае его максимальный коэффициент усиления

$$G_m = |Y_{21}/Y_{12}| (K - \sqrt{K^2 - 1}).$$

Потенциально неустойчивый четырехполюсник имеет $K < 1$ и характеризуется максимальным стабильным усилением $G_{ms} = |Y_{21}/Y_{12}|$. Если в усилителе имеются цепи нейтрализации, то

$$G_v = |Y_{21} - Y_{12}|^2 / 4 (g_{11} g_{22} - g_{12} g_{21}).$$

Частотные свойства мощного ПТ в схеме УМ можно характеризовать частотой $f_{\text{макс}}$, на которой $G_v = 1$. Другим, часто используемым параметром является предельная частота усиления по току f_T , соответствующая условию $K_1 = |Y_{21}/Y_{11}| = 1$. Используя приведенные выше соотношения, можно найти [7]

$$G_v = \frac{S^2}{4 \omega^2 C_K^2 R_K} \frac{(1 + \omega C_K R_n)^2}{\omega^2 C_c^2 R_n}, \quad G_{ms} = \frac{S}{\omega C_{3c} \sqrt{1 + (\omega C_K R_K)^2}},$$

$$f_T = \frac{S}{2\pi(C_K + C_{3n})}, \quad f_{\text{макс}} = \frac{S}{2\pi C_K} \sqrt{\frac{R_n}{R_K}},$$

где C_K — емкость канала (затвор — канал); R_K — сопротивление канала; C_{3n} — входная емкость; C_{3c} — проходная емкость; R_n — объемное сопротивление подложки.

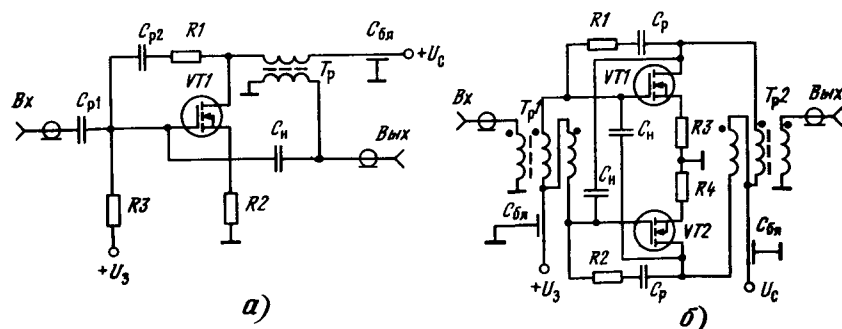


Рис. 9.11. Типовые схемы нейтрализации одноконтурного (а) и двухконтурного (б) резонансных УМ

Из указанных соотношений можно сделать вывод, что G_{ms} обратно пропорционален переходной емкости C_{3c} . Поэтому нейтрализация обратной связи через эту емкость является одним из факторов, обеспечивающих возможность получения большего устойчивого коэффициента усиления. На рис. 9.11 показаны типовые схемы нейтрализации одноконтурного и двухконтурных резонансных УМ. На рис. 9.12 приведены частотные зависимости K , G_v , G_m и G_{ms} для мощного МДП-транзистора с вертикальным каналом фирмы Westinghouse Electric Company, примененного в схемах рис. 9.11. Из них можно сделать вывод, что расчетные выражения хорошо согласуются с данными эксперимента.

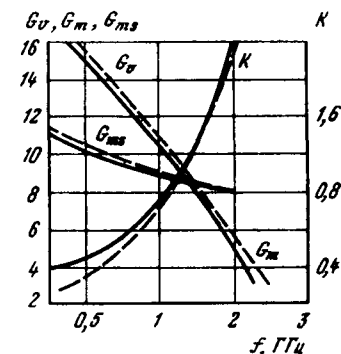


Рис. 9.12. Частотные зависимости коэффициентов усиления G_v , G_m , G_{ms} и коэффициента устойчивости K мощного МДП-транзистора с вертикальным каналом

9.4. Ключевые высокочастотные усилители мощности

Усилителям (см. рис. 9.5) с параллельным LC-контуром присущ ряд недостатков: неустойчивость при сбросе нагрузки или расстройке контура. В первом случае возможно резкое возрастание амплитуды переменной составляющей напряжения на стоке, что может вызвать пробой транзисторов. Для уменьшения шунтирования контура нагрузкой и выходным сопротивлением транзистора приходится использовать неполную связь с контуром, что ведет к усложнению его конструкции. Однако главный недостаток УМ (см. типа рис. 9.5) заключается в низком КПД. Хотя теоретически КПД в классе С при $\theta \rightarrow 0$ стремится к 100%, отдаваемая в нагрузку мощность стремится к нулю. При получении от транзистора максимальной мощности реальный КПД обычно находится в пределах 50...60%, а на верхних рабочих частотах еще ниже.

Причина этого связана с тем, что средняя мощность, рассеиваемая на стоке,

$$P_c = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} i_c(\tau) u_c(\tau) d\tau,$$

где τ — нормированное время, велика, поскольку одновременно велики ток $i_c(\tau)$ и напряжение на стоке $u_c(\tau)$.

Для улучшения энергетических показателей УМ следует стремиться к реализации ключевого режима работы мощных МДП-транзисторов, т. е. обеспечивать для любых $i_c(\tau)$ предельно близкое к нулю напряжение на стоке и производить переключение при переходе $i_c(\tau)$ через нуль. Работа в таком режиме отвечает классу D, который при большой выходной мощности может иметь КПД, близкий к 100%. Практически режимы, близкие к классу D, можно создать с помощью специальных формирующих LC-цепей [166]. Типовая схема каскада УМ с формирующими цепями в цепи стока показана на рис. 9.13. Формирующий контур $L_{\phi\kappa} C_{\phi\kappa}$ из-за сильного шумирования транзистором имеет низкую добротность. Поэтому для улучшения гармоничности выходного сигнала применяется дополнительный фильтрующий контур $L_{\phi} C_{\phi}$ с добротностью 2...5, при этом индуктивности $L_{\phi\kappa}$ и L_{ϕ} могут быть объединены.

Эквивалентная схема каскада рис. 9.13 для ключевого режима показана на рис. 9.14. Предполагается, что во время одного полупериода (когда

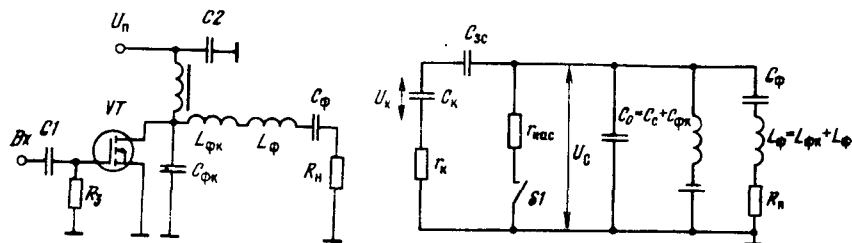


Рис. 9.13. Типовая схема ключевого УМ на МДП-транзисторе с формирующим контуром в цепи стока

Рис. 9.14. Эквивалентная схема УМ на мощном полевом транзисторе в ключевом режиме

транзистор закрыт) ключ $S1$ разомкнут. Во время другого полупериода (транзистор открыт) ключ замкнут и характеризуется сопротивлением насыщения $r_{нас} = 1/S_k$, где S_k — крутизна линии критического режима. На рис. 9.15 представлены временные диаграммы работы каскада.

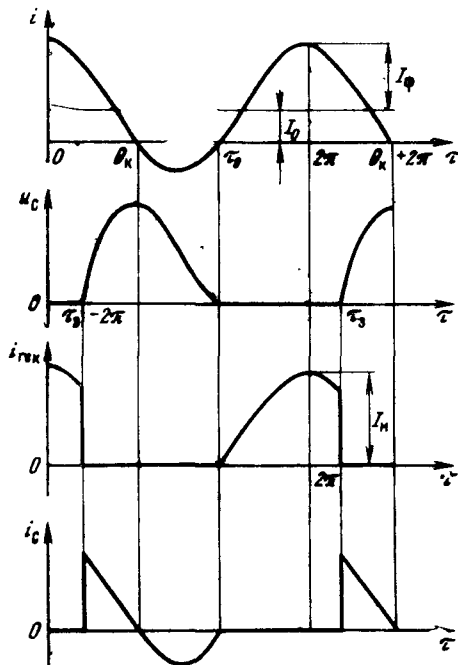


Рис. 9.15. Временные диаграммы работы ключевого УМ

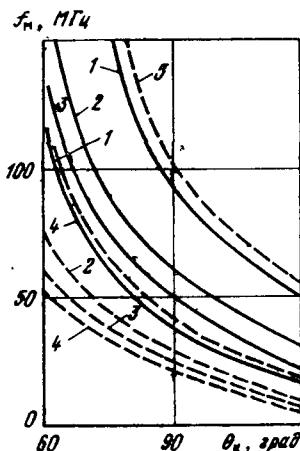


Рис. 9.16. Зависимости максимальной частоты оптимального ключевого режима от угла отсечки тока стока:

1) КП909; 2) КП905; 3) КП904; 4) КП901; 5) КП907; — 0,5 P_n ; — — — 0,25 P_n

При достаточно высокой добротности фильтрующей цепи через L_ϕ , C_ϕ и R_n течет ток $I_\phi \cos \theta$, а через дроссель — постоянный ток I_0 . Суммарный ток $i(\tau) = I_0 + I_\phi \cos \theta = I_\phi (\cos \theta + B)$, где $B = r_{ок} = I_0/I_\phi = \cos \theta_k$; $2\theta_k$ — часть периода, в течение которого ток стока положителен. Коммутация с помощью ключа S разделяет ток $i(\tau)$ на ток заряда конденсатора — i_c ($C_0 = C_c + C_{фк}$) при закрытом транзисторе и ток генератора $i_{ген}$ при открытом транзисторе. В результате, когда ток $i_{ген}$ велик, напряжение на транзисторе оказывается близким к нулю и, напротив, когда велико напряжение $u_c(\tau)$, ток $i_{ген} = 0$.

Для более полной реализации этого принципа необходимо быстрое переключение транзистора. Желательно управление мощным МДП-транзистором импульсами прямоугольной формы. Но и в этом случае спад $i_{ген}$ имеет конечную длительность, что ведет к росту P_c . Чем выше частота коммутации, тем сильнее отличие реальной формы $i_{ген}(\tau)$ от идеальной, показанной на рис. 9.15.

Мощные МДП-транзисторы являются более высокочастотными приборами, чем мощные биполярные транзисторы. Кроме того, они лишены явления накопления и медленного рассасывания зарядов неосновных носителей. Все это расширяет частоты реализации ключевого режима до значений в десятки мегагерц. Но и на более высоких частотах (до сотен мегагерц) КПД УМ, построенных на базе схемы рис. 9.13, заметно превышает КПД УМ, приведенных на рис. 9.5. Это подтверждается данными ряда практических схем, описанных ниже.

Для идеализированного ключа с бесконечной добротностью фильтрующего контура постоянные составляющие и первые гармоники тока ключа и напряжения на стоке рассматриваются в этом случае через следующие коэффициенты разложения [166]:

$$\begin{aligned} \gamma_{0к} &= I_{г0}/I_\phi; \quad \alpha_{0к} = I_{г0}/I_{см}; \quad M = \gamma_{0к}/\alpha_{0к}; \quad \gamma_{0к}^* = (U_c - U_{си\text{нас}})/(I_\phi X_c); \\ \alpha_{0к}^* &= (U_c - U_{си\text{нас}})/(U_{си\text{макс}} - U_{си\text{нас}}); \quad M^* = (U_c - U_{си\text{нас}})/\alpha_{0к}^* I_\phi X_c; \\ \gamma_1 &= i_{г1}/I_\phi; \\ P &= U_{си\text{макс}}/U_c. \end{aligned} \quad (9.1)$$

Здесь X_c — емкостное сопротивление конденсатора фильтрующего контура.

Рассмотрим порядок расчета ключевого УМ на заданную мощность в нагрузке P_n при заданном напряжении источника питания в цепи стока.

1. Выбираем угол отсечки в пределах $70 \dots 100^\circ$, поскольку при меньших углах падает КПД, а при больших становится слишком большим пнк-фактор P , что ограничивает возможное напряжение питания U_c .
2. По статическим характеристикам определяем параметры S_k , S , U_n , а по (9.1) рассчитываем коэффициенты разложения.
3. Амплитуда импульса тока, необходимая для получения заданной мощности,

$$I_{см} = 0,5 \left[1 - \sqrt{1 - 4P_n/S_k U_c^2 \alpha_{0к}(\theta) \eta_T} \right].$$

4. Требуемое сопротивление конденсатора формирующего контура $X_c = (U_c^2 \gamma_{0к}) / (P_1 \gamma_{0к}^*) (1 - I_{см}/S_k U_c)^2$, где $U_{си\text{нас}} = I_{см}/S_k$. Оптимальный режим реализуем, если выполняется условие $X_c < X_{си}$, где X_c — сопротивление емкости контура; $X_{си}$ — сопротивление емкости C_c МДП ПТ.

Максимальная частота

$$f_{\text{макс}} = \frac{1}{2\pi C_c} \frac{P_1 M^*}{(U_c)^2} \frac{1}{\gamma_{0к} (1 - I_{см}/S_k U_c)^2}.$$

Поскольку обычно $U_c \gg U_{си\text{нас}}$, $I_{см}/S_k U_c \ll 1$, то максимальная частота приближенно может быть оценена по упрощенной формуле $f_{\text{макс}} < M^* P_1 / 2\pi C_c \gamma_{0к} U_c^2$.

5. Постоянная составляющая импульса тока стока $I_{с0} = I_{см} \alpha_{0к}(\theta)$.

6. Пик-фактор напряжения стока

$$P(\theta, I_{Cm}) = 1/\alpha_{ок}^*(\theta) \left[1 + \frac{I_{Cm}}{S_k U_C} \left(\frac{1}{\alpha_{ок}^*(\theta)} - 1 \right) \right].$$

При использовании в ключевых УМ типичных углов отсечки тока стока $40^\circ < \theta < 100^\circ$ обычно выполняется условие $I_{Cm} = [1/\alpha_{ок}^*(\theta) - 1]/S_k U_C < 1$, поэтому пик-фактор предварительно можно оценить по упрощенному соотношению $P(\theta, I_m) = 1/\alpha_{ок}^*(\theta)$.

7. Максимальное напряжение на стоке транзистора $U_{си макс} = U_C P$. При этом необходимо проверить выполнение условия $U_{си макс} < U_{си доп}$.

8. Электронный КПД $\eta_a = 1 - I_{Cm}/U_C S_k$.

9. Потребляемая мощность $P_0 = P_1/\eta_a$.

10. Параметры элементов контура в оптимальном режиме: нагрузочная добротность контура со стороны транзистора $PQ = 1/2\gamma_{ок} \times + \gamma_{ок}^*$;

сопротивление фильтра $r_\phi = X_C/PQ$;

эквивалентная индуктивность контура $L_s = (X_C - r_\phi \operatorname{ctg} \varphi_1)/2\pi f$.

Возбуждение ключевых УМ возможно от источников импульсов прямоугольной формы — «меандра» (в том числе с выхода логических микросхем), генераторов гармонического напряжения и тока. Так как максимальные частоты ключевых УМ ниже, чем обычных резонансных, то у большинства мощных МДП-транзисторов с относительно небольшими входными емкостями (КП902, КП901, КП905, КП907, КП908) целесообразно возбуждение от источников напряжения. Для более мощных приборов КП904 и КП909 переход к возбуждению от источника тока целесообразен при $f > 30$ МГц, а для КП913 при $f > 15$ МГц.

При возбуждении от источника напряжения входная мощность $P_{вх} = U_{зм}^2 G_{вх}/2$, где $U_{зм}$ — амплитуда напряжения на затворе; $G_{вх}$ — вещественная составляющая входной проводимости (при $C_{зс} = 0$ ($\omega\tau_k \ll 1$)). При этом $G_{вх} = \omega^2 C_{к0}^2 r_{к0} + \omega^2 C_{кз}^2 r_{кз} (1 - \gamma_1)$.

В ключевом усилителе МДП-транзистор работает с большими уровнями входных сигналов, когда сопротивление канала в открытом состоянии транзистора становится весьма мало $r_{к0} = (0,62 \dots 0,3)r_{кз}$, это обстоятельство необходимо учитывать при усреднении параметров в открытом и закрытом состояниях.

Требуемая амплитуда напряжения возбуждения

$$U_{зм} = N \frac{I_{г1} \sqrt{1 + (\omega r_{к0} C_{к0})}}{S \gamma_1(\theta)} = N \frac{I_{г1}}{S \gamma_1(\theta)} = N \frac{I_{Cm}}{S(1 - \cos \theta)},$$

где $I_{г1}$ — амплитуда первой гармоники тока эквивалентного генератора; I_{Cm} — амплитуда импульса тока, определяемая заданной выходной мощностью; N — коэффициент увеличения выходного напряжения для ввода МДП ПТ в состояние, эквивалентное открытому ключу.

Коэффициент усиления мощности $K_P = P_{вых}/P_{вх}$. Напряжение смещения в цепи затвора

$$U_3 = \left[\gamma_0(\theta) - \frac{\gamma_0(\pi - \theta)}{\sqrt{1 - \gamma_1^2}} \right] U_{зм} + U_0.$$

При возбуждении транзистора от источника тока мощность возбуждения $P_{вх} = 0,5 I_3^2 r_{вх}$, где при $C_{зс} = 0$ и $\omega\tau_k \ll 1$ $v_{1з} = \omega\tau_{1з}$, $\tau_{1з} \approx \tau_{кз} C_{кз}$ и $r_{вх} = h_{11з} = r_{к0} \gamma_1 + r_{кз} (1 - \gamma_1) + S L_n \gamma_1 / C_{к0}$.

Амплитуда тока затвора $I_3 = N I_{г1} \omega C_{к0} / S(1 - \cos \theta)$. Коэффициент усиления мощности $K_P = P_{вых}/P_{вх}$. Напряжение смещения в цепи затвора

$$U_3 = \begin{cases} I_3 \cos \theta / \omega C_{к0} + U_0, & U_3 - U_0 > 0, \\ I_3 \cos \theta / \omega C_{кз} + U_0, & U_3 - U_0 < 0. \end{cases}$$

По описанной методике был выполнен расчет энергетических показателей УМ (см. рис. 9.13) на транзисторах различного типа [167] и результаты расчета проверялись экспериментом. На рис. 9.16 представлены зависимости максимальной частоты от угла отсечки θ , при которых обеспечивается ключевой режим работы. На рис. 9.17 представлены зависимости

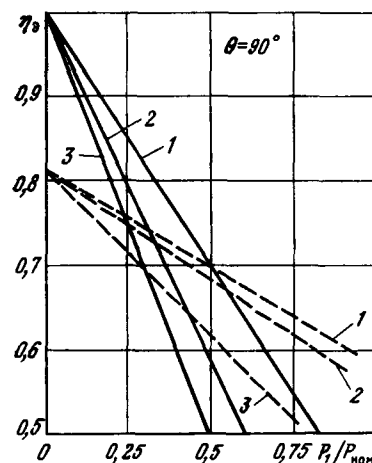


Рис. 9.17. Зависимости электронного КПД ключевого УМ от нормированной выходной мощности при $\theta = 90^\circ$:

1) КП901, КП905; 2) КП904; 3) КП909, КП913; — — — ключевой режим; — — — гармонический

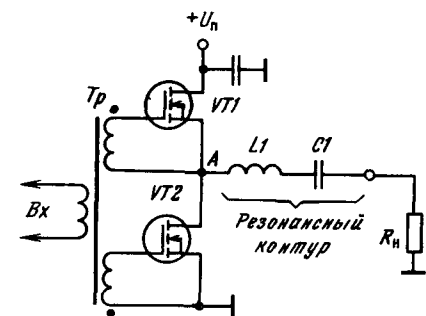


Рис. 9.18. Двухтактный ключевой усилитель мощности с последовательным LC-контуром

электронного КПД η_a от нормированной выходной мощности для ряда транзисторов в сравнении с гармоническим режимом. Эксперимент показал, что его данные совпадают с результатами расчета с погрешностью 10...15% (для $P_{вх}$ и η_a). За номинальную мощность принята мощность рассеивания соответствующего прибора. Из приведенных данных вытекает, что при $P_{вх} = 0,25 P_{ном}$ и углах отсечки θ до 75° частоты УМ ключевого типа доходят до 30...60 МГц. При $P_{вх} = 0,5 P_{н}$ частоты повышаются (до 60 МГц для транзисторов КП901 и до 150 МГц для транзисторов КП906 и КП913), однако КПД при этом падает.

Весьма высоким КПД (практически до 95%) обладают двухтактные УМ ключевого типа (рис. 9.18). Транзисторы у них открываются и закрываются поочередно, поэтому в точке А формируются прямоугольные импульсы амплитудой $U_{ам} \approx R_n U_C / (R_n + R_{сн вкл})$, где $R_{сн вкл}$ — сопротивление оконечного транзистора. Последовательный LC-контур обеспечивает синусоидальность тока в нагрузке, причем $P_{вых} = 2 U_{ам} / \pi R_n$.

Усилители типа рис. 9.18 применяются на более низких частотах, чем однотактные ключевые усилители. Одна из причин этого — возникновение сквозных токов, связанное с тем, что пока один из транзисторов включается, другой не успевает мгновенно выключиться. Детальный анализ этого явления описывался в § 4.5. Для существующих типов ключевых приборов частоты коммутации ограничены пределами порядка 1...10 МГц.

9.5. Практические схемы узкополосных усилителей мощности

Усилители мощности, работающие в классе А, применяются редко. В основном это усилители ВЧ-радиоприемных устройств с большой перегрузочной способностью. Практическая схема такого усилителя показана на рис. 9.19. Входной LC1-контур и выходной LC2-контур обычно синхронно

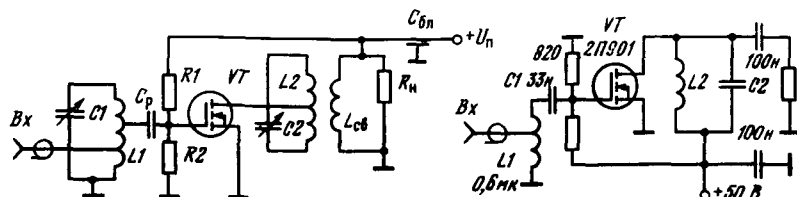
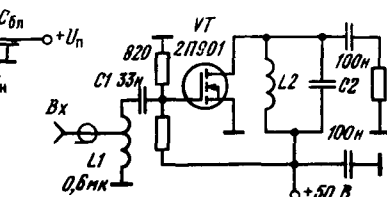


Рис. 9.19. Усилитель мощности класса А на МДП-транзисторе

Рис. 9.20. Высокочастотный усилитель мощности на транзисторе КП901А



перестраиваются и настроены на частоту входного сигнала.

Эквивалентное сопротивление R_0 выходного контура $R_0 = P_2 \rho^2 / (R_L + R_n')$, где $\rho = \sqrt{L_2 / C_2}$, R_n' — сопротивление нагрузки, внесенное в колебательный контур; R_L — активное сопротивление потерь; P_2 — коэффициент включения контура. Величина $R_n' = R_n / n_2^2$, где n_2 — коэффициент трансформации.

Добротность выходного контура при его полном включении $Q = R_0 R_i / (R_0 + R_i) 2\pi f_0 L_2$ снижается из-за шунтирующего действия выходного сопротивления транзистора R_i . У мощных МДП-транзисторов R_i невелико и обычно не превышает десятков килоом. Поэтому для увеличения Q_2 используется неполное включение контура.

Полоса пропускания выходного контура $2\Delta f_2 = f_0 / Q_2$, а частота резонанса $f_0 = 1 / 2\pi \sqrt{L_2 C_2}$. В КВ-диапазоне такой усилитель может обеспечить K_U до нескольких десятков. Важным показателем усилителя является уровень шумов. Шумовые свойства мощных МДП-транзисторов рассмотрены в работах [7, 168].

На рис. 9.20 показана практическая схема УМ на мощном МДП-транзисторе КП901А. Поскольку не ставилась задача получения малой полосы частот LC2, контур включен непосредственно в цепь стока и шунтируется нагрузкой $R_n = 50$ Ом. В классе А усилитель имел $K_U = 5 (K_U = S R_n)$ и $K_P \geq 20$ на частоте $f = 30$ МГц. При переходе в нелинейный режим выходная мощность достигала 10 Вт.

Двухкаскадный УМ (рис. 9.21) выполнен на транзисторах КП902А и КП901А. Первый каскад работает в классе А, второй в классе В. Для обеспечения класса В достаточно исключить делитель из цепи затвора второго

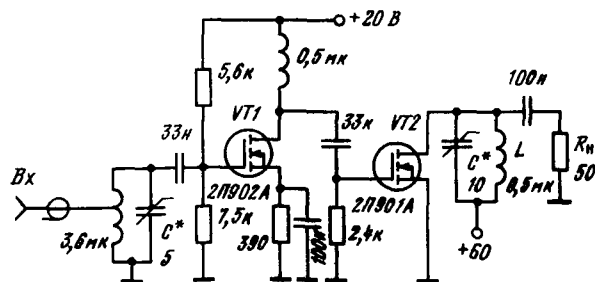


Рис. 9.21. Двухкаскадный усилитель на мощных МДП-транзисторах

транзистора. В усилителе использована широкополосная цепь связи между каскадами. На частоте 30 МГц усилитель обеспечивал $P_{вых} = 10$ Вт при $K_U \geq 15$ и $K_P \geq 100$.

Узкополосный усилитель на рис. 9.22 предназначен для работы в диа-

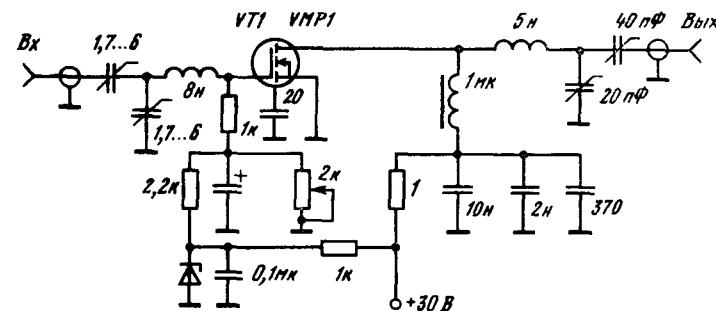


Рис. 9.22. Узкополосный усилитель мощности для работы в диапазоне 144...146 МГц

пазоне частот 144...146 МГц [169]. Он обеспечивает усиление по мощности 12 дБ, уровень шумов 2,4 дБ и уровень интермодуляционных искажений не более 30 дБ.

Резонансный усилитель на мощном МДП-транзисторе 2N235В (рис. 9.23)

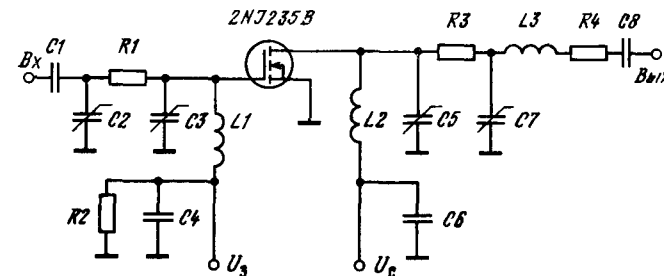


Рис. 9.23. Резонансный усилитель мощности с рабочей частотой 700 МГц

[170] на частоте 700 МГц обеспечивает получение $P_{вых} = 17$ Вт при КПД 40...45%.

Усилитель на рис. 9.24 содержит цепь нейтрализации, уменьшающую до уровня -50 дБ уровень обратных наводок. На частоте 50 МГц усилитель

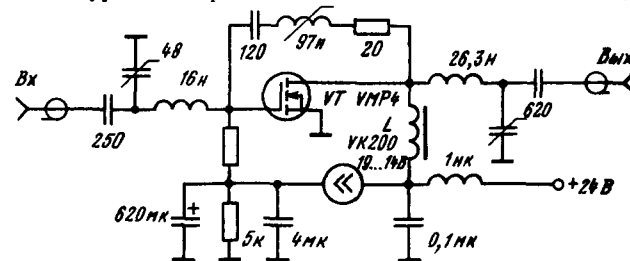


Рис. 9.24. Малозумящий нейтрализованный УМ

имеет увеличение по мощности 18 дБ, уровень шумов 2,4 дБ и выходную мощность до 1 Вт. В запатентованной схеме рис. 9.25 (патент США 3.919563)

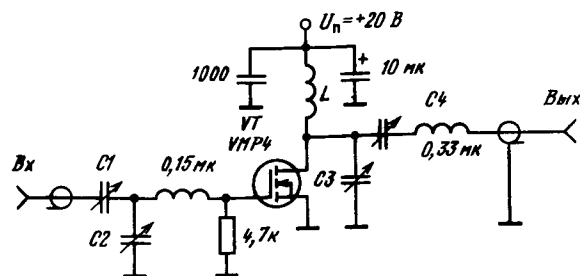


Рис. 9.25. Ключевой усилитель мощности с КПД, равным 90%, на частоте 70 МГц

достигнут реальный КПД, равный 90% при выходной мощности 5 Вт на частоте 70 МГц. Добротность выходного контура при этом равна 3.

На рис. 9.26 представлена схема трехкаскадного УМ на отечественных мощных МДП-транзисторах КП905Б, КП907Б и КП909Б [167]. Усилитель

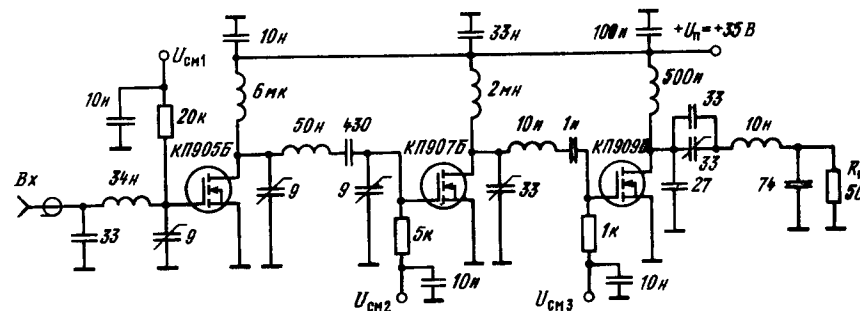


Рис. 9.26. Трехкаскадный резонансный УМ днапазона 300 МГц

обеспечивает мощность в нагрузке 30 Вт на частоте 300 МГц. В первых двух каскадах используются резонансные П-образные согласующие цепи, а в выходном каскаде — Г-образная цепь на входе и П-образная на выходе. Зависимости КПД и $P_{\text{вых}}$ от U_c и $P_{\text{вх}}$ и K_p от $P_{\text{вх}}$, полученные экспериментально и расчетным путем, представлены на рис. 9.27. Расчет выполнялся по методике, описанной в [167].

При использовании УМ в АМ-радиопередатчиках (с амплитудной модуляцией) возникают трудности, связанные с обеспечением линейности модуляционной характеристики, т. е. зависимости $P_{\text{вых}}$ от амплитуды входного сигнала. Они усугубляются при использовании резко нелинейных режимов работы, таких как класс С. На рис. 9.28 представлена схема радиопередатчика КВ-диапазона с амплитудной модуляцией. Мощность передатчика 10,8 Вт при использовании мощного МДП-транзистора VMP4. Модуляция осуществляется изменением напряжения смещения на затворе. Для уменьшения нелинейности модуляционной характеристики (кривая 1 на рис. 9.29) в передатчике используется обратная связь по огибающей. Для этого выходное АМ-напряжение выпрямляется и полученный низкочастотный сигнал используется для создания ООС. Модуляционная характеристика 2 на рис. 9.29 иллюстрирует существенное улучшение линейности.

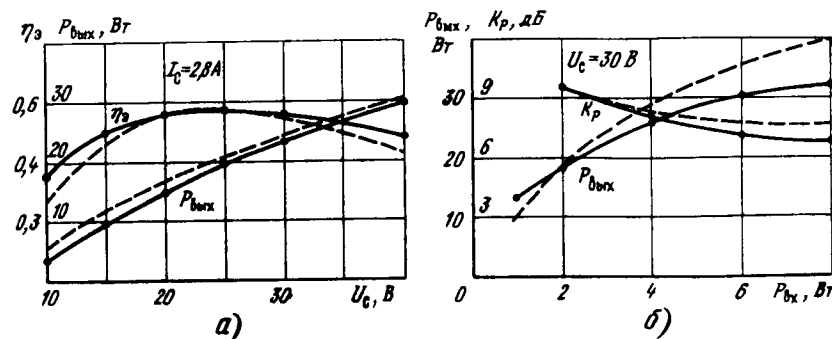


Рис. 9.27. Зависимости параметров оконечного каскада трехкаскадного УМ от напряжения питания (а) и входной мощности (б): — эксперимент; --- расчет

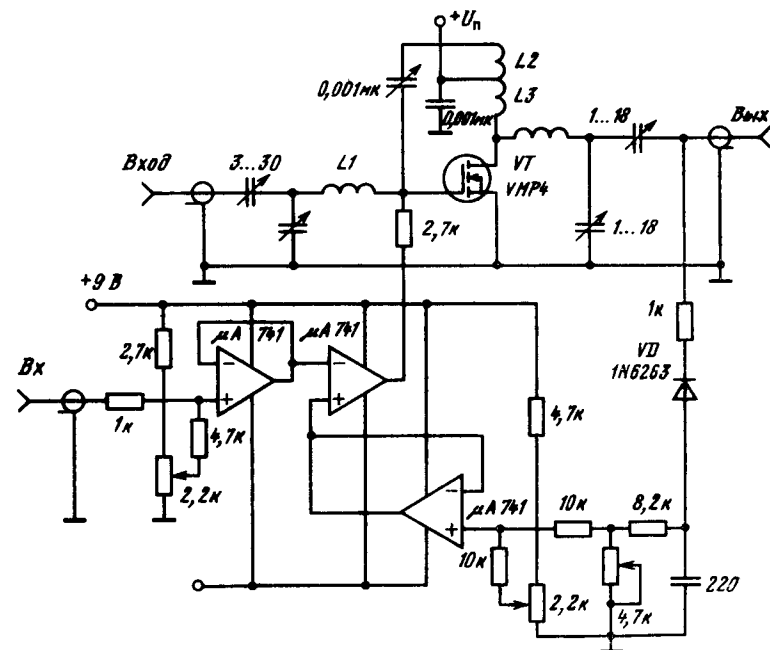


Рис. 9.28. Схема радиопередатчика КВ-диапазона с амплитудной модуляцией

На рис. 9.30 приведена принципиальная схема ключевого УМ с выходной номинальной мощностью 10 Вт и рабочей частотой 2,7 МГц. Усилитель выполнен на транзисторах КП902, КП904. Коэффициент полезного действия усилителя при номинальной выходной мощности 72%, коэффициент усиления мощности около 33 дБ. Усилитель возбуждается от логического элемента К133ЛБ, напряжение смещения на затворе. При соответствующей перестройке цепей связи усилитель с заданными параметрами работал в диапазоне 1,6...8,1 МГц.

Для обеспечения заданной мощности на более высоких частотах необходимо увеличивать мощность возбуждения.

Конструктивно оба УМ были собраны на печатных платах с использованием стандартных радиаторов $100 \times 150 \times 20$ мм, что объясняется стандартными размерами блока УМ в радио-передатчиках. Катушки индуктивности в цепях связей — цилиндрические на ферритовых стержнях марки ВЧ-30 $\varnothing 16$. Добротность катушек индуктивностей $Q=150$.

В качестве блокировочных дросселей в цепях питания стока транзисторов одноваттного усилителя и предварительного каскада 10-ваттного усилителя использовались стандартные дроссели с индуктивностью 500 мкГн. Дроссель питания в цепи стока транзистора КП904 — на ферритовом кольце, его индуктивность 100 мкГн.

На рис. 9.31 приведена принципиальная схема ключевого УМ с номинальной выходной мощностью $P_{\text{вых}} = 100$ Вт, предназначенная для использования в необслуживаемых радио-передатчиках КВ-диапазона. Усилитель содержит каскад предварительного усиления, обранный на двух транзисторах КП907. На входе VT1 включен согласующий П-образный контур C1L1C2C3.

Оконечный каскад собран на шести транзисторах КП904А. Такое число транзисторов было выбрано по соображениям повышения КПД. Вместо транзисторов КП904Б можно включить также шесть транзисторов КП909 или три более мощных КП913. Оптимальный ключевой режим цепи стока обеспечивается формирующим контуром, содержащим элементы C14, C15, C16, L7.

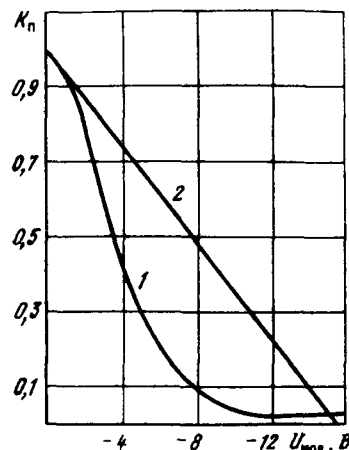


Рис. 9.29. Модуляционная характеристика радиопередатчика в отсутствие (1) и при наличии (2) линейризации

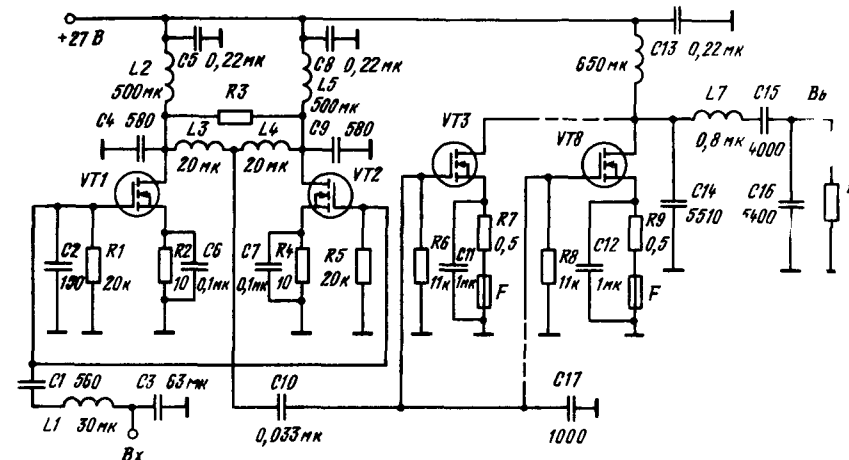


Рис. 9.31. Ключевой УМ с номинальной выходной мощностью 100 Вт

ке» транзисторов возникает режим, близкий к режиму короткого замыкания, это делает усилитель неработоспособным.

Параллельное включение мощных МДП ПТ не создает дополнительных трудностей при расчете и настройке УМ. Уменьшение КПД усилителя по сравнению с аналогичным по построению усилителем (см. рис. 9.30) связано в основном с использованием транзисторов по мощности в 100-Вт усилителе. При снижении уровня выходной мощности до 50 Вт КПД усилителя возрастает до 85%, а электронный КПД — до 90%. Приведенные на рис. 9.31 значения параметров элементов соответствуют частоте 2,9 МГц.

Пик-фактор напряжения на стоках транзисторов КП904 равен 2,8, а сами транзисторы работают в режиме, близком к оптимальному. Пик-фактор напряжения стока в каскадах на транзисторах КП907 равен $\Pi=2,1$. Транзистор работает в ключевом режиме, однако оптимальность режима не обеспечивается, поскольку оптимальный ключевой режим для данных транзисторов при $U_c = 27$ В и угле отсечки $\theta=90^\circ$ был бы опасен из-за значительного пик-фактора, при котором напряжение на стоке может превысить максимально допустимое напряжение, равное 60 В для транзистора КП907.

На рис. 9.32, а приведены экспериментальные и расчетные кривые, иллюстрирующие зависимости КПД, $P_{\text{вых}}$ и η_a от угла отсечки тока стока. Из рисунка видно хорошее приближение расчетных данных к экспериментальным. Следует отметить, что область возможных значений углов отсечки оказывается довольно узкой. Увеличению углов отсечки препятствует быстрый рост пик-фактора напряжения на стоке, а уменьшению — рост необходимого напряжения возбуждения, которое довольно скоро начинает совмещаться с напряжением смещения U_z превышать $U_{зи}$ доп. Разумеется, при уменьшении уровня $P_{\text{вых}}$ диапазон возможных изменений углов отсечки тока стока расширяется.

Усилитель выполнен на печатной плате. В качестве теплоотвода использован радиатор размерами $130 \times 130 \times 50$ мм. В цепях питания транзисторов КП907 использованы стандартные дроссели ДМ-01 индуктивностью 280 мкГн. Дроссели моста сложены намотаны на ферритовых кольцах ВК-30 $\varnothing=26$. Дроссель в цепи питания выходного каскада намотан на ферритовом кольце ВЧ-30 $\varnothing=30$. Катушка индуктивности в цепи связи выходного каскада с нагрузкой — воздушная, намотана посеребренной проволокой $\varnothing=2,5$, диаметр витка 30 мм, $L=80$ нГн.

Температурные зависимости выходной мощности $P_{\text{вых}}$ и КПД ключевого УМ с выходной мощностью 100 Вт приведены на рис. 9.32, б. Из рассмотрения приведенных зависимостей видно, что в диапазоне $-60 \dots +60^\circ \text{C}$

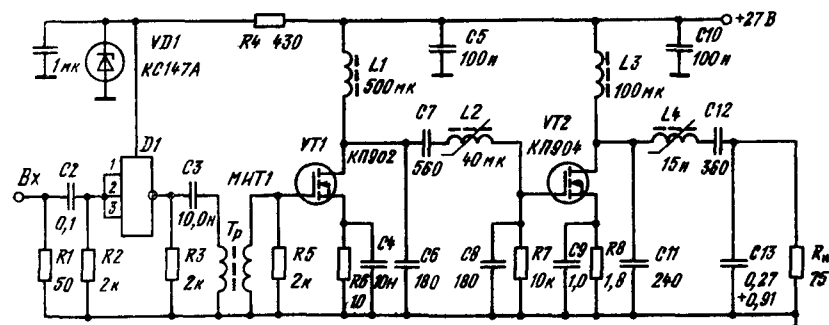


Рис. 9.30. Ключевой УМ с выходной номинальной мощностью 10 Вт

Усилитель имеет общий $\eta=62\%$. При этом электронный КПД выходного каскада составляет около 70%. Мостовая схема включения транзисторов предварительного каскада использована для сохранения работоспособности усилителя (хотя и с ухудшенными параметрами) при выходе из строя одного из транзисторов. С этой же целью в истоки мощных транзисторов включены индивидуальные плавкие предохранители, назначение которых — отключать неисправный транзистор. Если в результате его пробоя в «линей-

входная мощность УМ изменяется не более чем на $\pm 10\%$. Незначительное влияние оказывает температура и на КПД, который в указанном диапазоне изменяется на $\pm 5\%$. При этом наблюдается падение выходной мощности и

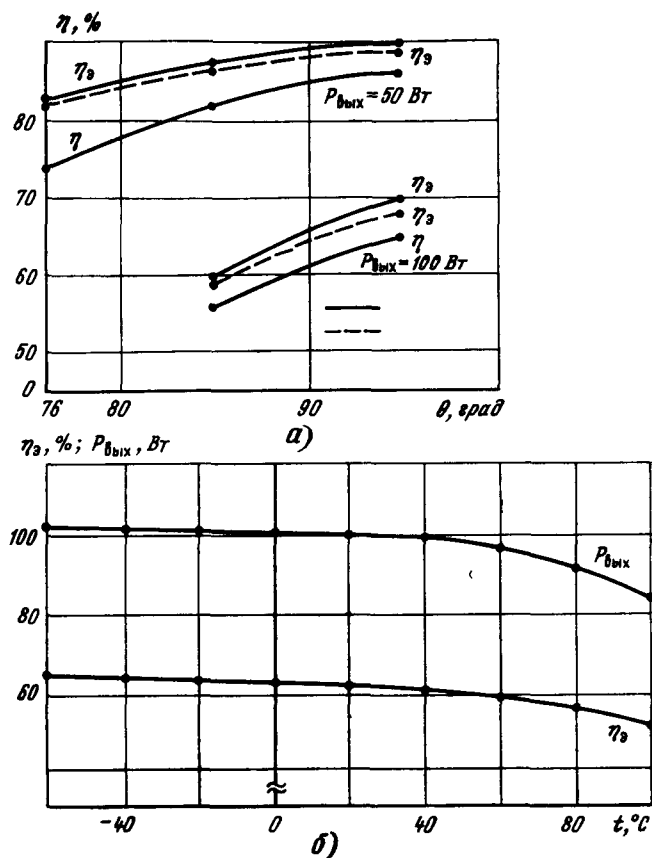


Рис. 9.32 Зависимости выходной мощности и КПД от угла отсечки θ (а) и от температуры окружающей среды t (б): — эксперимент; --- расчет

КПД с ростом температуры, связанное с уменьшением крутизны S с ростом температуры. В обычном диапазоне температур $-60 \dots +60^\circ\text{C}$ изменение η и $P_{\text{вых}}$ незначительно, причем это достигается без каких-либо специальных мер термостабилизации УМ. Последнее также является достоинством мощных МДП-транзисторов.

9.6. Широкополосные высокочастотные усилители мощности

Одна из тенденций построения современных передающих устройств — применение непрерывно работающих широкополосных усилителей мощности. Это позволяет исключить из них громоздкие изделия, такие как катушки переменной индуктивности (вариометры) или конденсаторы переменной емкости. Облегчается эксплуатация передатчиков — не требуется настройка резонанс-

ных контуров. Появляется возможность быстрого перехода с одной частоты на другую, особенно при использовании синтезаторов частоты. Отношение верхней $f_{\text{в}}$ частоты рабочего диапазона к нижней $f_{\text{н}}$ составляет обычно 2...50, иногда и выше.

В таких усилителях широко применяются специальные конструкции широкополосных согласующих цепей, например трансформаторы на отрезках линий передачи. Конструкция и параметры таких цепей описаны в [171, 172].

Схема включения трансформатора на отрезках линий передачи показана на рис. 9.33. Трансформатор в простейшем случае является двухпроводной

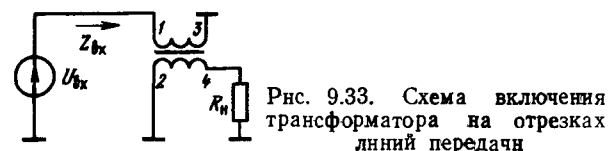


Рис. 9.33. Схема включения трансформатора на отрезках линий передачи

линией в виде скрученных или идущих параллельно проводников, намотанных на ферритовый сердечник. На низких частотах (до сотен, иногда десятков килогерц) связь между обмотками осуществляется как в обычном трансформаторе через магнитные поля сердечника, однако на высоких частотах эта связь обусловлена процессами в линии передачи. В результате при работе на согласованную нагрузку удается получить коэффициент трансформации $K_{\text{т}} = 1$ в широком диапазоне частот. Более сложные трансформаторы обеспечивают $K_{\text{т}} = m/n$, где m и n — целые числа [171, 172]. Применение подобных трансформаторов сводит технические решения широкополосных ЧМ к типовым для 50- и 75-Ом высокочастотной техники, в основе которой лежит сочленение согласованных в широкой полосе частот звеньев и каскадов.

Мощные МДП-транзисторы в таких схемах имеют ряд преимуществ перед биполярными. Частотная зависимость их параметров выражена слабее, чем биполярных приборов. Паразитные реактивности носят в основном емкостный характер и могут нейтрализоваться или включаться в состав емкостей линии передачи. Широкополосность мощных ПТ выше, чем биполярных транзисторов.

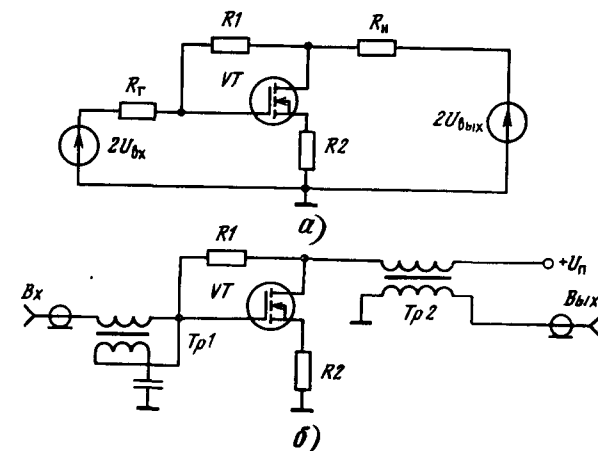


Рис. 9.34. Упрощенная схема широкополосного УМ (а) и УМ с согласующими трансформаторами (б)

Несмотря на указанные достоинства при проектировании широкополосных УМ возникает необходимость в выравнивании частотной зависимости полного входного сопротивления и его согласовании с типовым сопротивлением линий передачи (50 или 75 Ом). На рис. 9.34 показаны две упрощенные схемы усилителей (без цепей питания), в которых используется комбинированная ООС: параллельная по напряжению, осуществляемая через резистор R_1 , и последовательная по току, осуществляемая включением резистора R . Схема на рис. 9.34, а соответствует отсутствию согласующих трансформаторов, а на рис. 9.34, б — их наличию.

Входное и выходное сопротивления усилителей (рис. 9.34) и их коэффициент усиления определяются через S -параметры усилителя:

$$S_{11} = \frac{U_{1отр}}{U_{1пад}} \Big|_{U_{2пад}=0}, \quad S_{22} = \frac{U_{2отр}}{U_{2пад}} \Big|_{U_{1пад}=0};$$

$$S_{21} = \frac{U_{2отр}}{U_{1пад}} \Big|_{U_{2пад}=0}, \quad S_{12} = \frac{U_{1отр}}{U_{2пад}} \Big|_{U_{1пад}=0},$$

где $U_{1,2 пад}$, $U_{1,2 отр}$ — амплитуды падающих и отраженных волн напряжения соответственно. В [169] приведены следующие соотношения:

$$S_{11} = \frac{[R_1 + (R_H - R_T)](1 + g_m R_2) - g_m R_H R_T}{\Delta},$$

$$S_{22} = \frac{[R_1 - (R_H - R_T)](1 + g_m R_2) - g_m R_H R_T}{\Delta},$$

$$S_{21} = \frac{2 \sqrt{R_H R_T} [1 + g_m (R_2 - R_1)]}{\Delta} = \sqrt{G},$$

$$R_1 = \frac{\sqrt{R_H R_T}}{2} \left[\sqrt{G} - \sqrt{G + 4 \left(1 + \sqrt{G} \frac{R_H + R_T}{2 \sqrt{R_H R_T}} \right)} \right],$$

$$R_2 = \frac{R_H R_T}{2} - \frac{1}{g_m}.$$

Для типовых $R_H = R_T = 50$ Ом имеем

$$R_1 = 25 \left[\sqrt{G} - \sqrt{G + 4(1 + \sqrt{G})} \right], \quad R_2 = \frac{2500}{R_1} - \frac{1}{g_m}, \quad G = 10^{G_{дБ}/10}.$$

где $\Delta = [R_1 + R_H + R_T](1 + g_m R_2) + g_m R_H R_T$; $g_m = S$ — крутизна транзистора; G — коэффициент усиления (численное значение).

Минимальные значения коэффициентов стоячей волны по напряжению получаются при условии $(1 + g_m R_2)R_1 = g_m R_H R_T$, что дает локальный минимум S_{11} и S_{22} и $R_H = R_T$ (абсолютный минимум). В этом случае R_1 и R_2 находятся по заданным R_T , R_H и G .

Практическая схема широкополосного УМ, реализующая описанную методику проектирования, показана на рис. 9.35. Назначение элементов R_1 и R_2 ООС уже отмечалось. Применение широкополосного трансформатора на выходе позволяет подключать нагрузку к выходу с отделением от нее постоянной составляющей тока и обеспечивать нейтрализацию проходной емкости $C_{зс}$ с помощью нейтрализующего конденсатора C_N , ($C_N = C_{зс}$), но практически всегда нужна некоторая подстройка C_N [173].

Однотактные усилители указанного типа могут работать только в классе А. Их энергетические показатели аналогичны показателям однотактных трансформаторных усилителей низких частот. Типовые значения КПД обычно не превышают 35...40% (при этом довольно заметны нелинейные искажения, обусловленные прежде всего второй гармоникой). Усилитель на рис. 9.35 на транзисторе VMP1 при $U_c = 24$ В обеспечивал $P_{вых} = 4$ Вт при $K_U = 15$ дБ и полосе усиливаемых частот от 2 до 100 МГц. Вариант усилите-

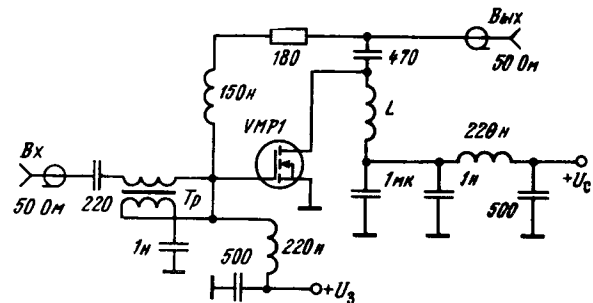


Рис. 9.35. Широкополосный усилитель мощности для частот 2...100 МГц с нейтрализацией проходной емкости транзистора

ля без входного трансформатора и без нейтрализации (рис. 9.36) имел вдвое

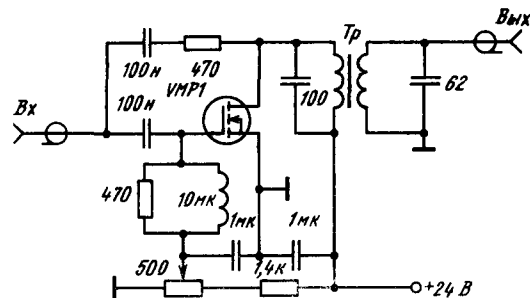


Рис. 9.36. Широкополосный усилитель мощности с цепью параллельной отрицательной обратной связи

меньшую полосу. На рис. 9.37 представлены АЧХ усилителя для $K_U = 15$ и 30 дБ, АЧХ усилителя с нейтрализацией показана штриховой линией.

Различные варианты подобных усилителей (в зависимости от конструкции трансформаторов и использованных транзисторов) обеспечивают усиление $K_U = 12...30$ дБ в полосе частот до 300 МГц при коэффициенте шума 3...5 дБ. Такие усилители широко применяются в связной аппаратуре в качестве входных каскадов магистральных радиоприемников и выходных каскадов маломощных передатчиков. Каскады УВЧ радиоприемников широкополосных УМ отличаются чрезвычайно широким динамическим диапазоном (ограничение наступает при $P_{вых} = 3...5$ Вт) и эффективным (до 45...50 дБ) подавлением продуктов взаимной модуляции (при двухчастотном сигнале) и сигналов третьей гармоники.

Существенное улучшение энергетических параметров широкополосных УМ естественно ожидать лишь при использовании двухтактных каскадов, рабо-

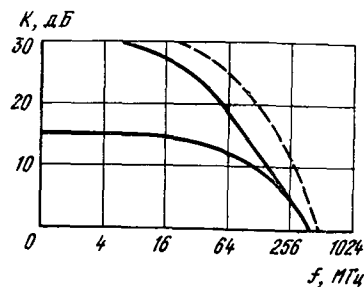


Рис. 9.37. Амплитудно-частотные характеристики УМ с нейтрализацией (---) и без нейтрализации (—)

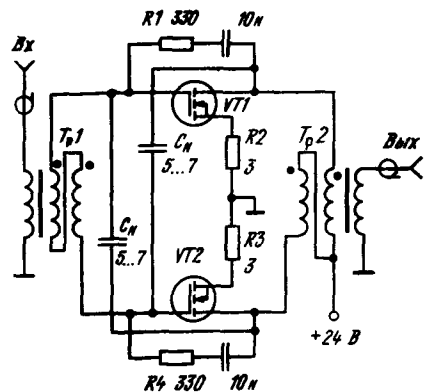


Рис. 9.38. Двухтактный широкополосный УМ на мощных МДП-транзисторах

тающих в классе АВ (реже В). Двухтактный вариант схемы на рис. 9.35 показан на рис. 9.38. При $K=15$ дБ в полосе $2 \dots 100$ МГц этот ШУМ обеспечивает $P_{\text{вых}}=8$ Вт ($R_r=R_n=50$ Ом). Конденсаторы C_n используются для нейтрализации. Разработчики этого усилителя рекомендуют уменьшать паразитную индуктивность резистора R_2 путем параллельного включения четырех—пяти резисторов большего номинала. Напротив, с целью уменьшения паразитной емкости резисторов R_1 их целесообразно выполнять в виде нескольких последовательно включенных резисторов с меньшим номиналом.

В работе [174] описаны две схемы широкополосных УМ на мощных МДП-транзисторах (конкретный тип их не сообщается). Усилитель (рис. 9.39) в полосе частот $170 \dots 230$ МГц обеспечивает $P_{\text{вых}}=16$ Вт. Этот линейный усилитель используется в европейских системах телевидения. Другой усилитель (рис. 9.40) отдает мощность до 125 Вт при $U_n=28$ В и до 250 Вт при $U_n=45$ В и имеет КПД выше 50%; неравномерность усиления в полосе частот $30 \dots 86$ МГц не более 1 дБ.

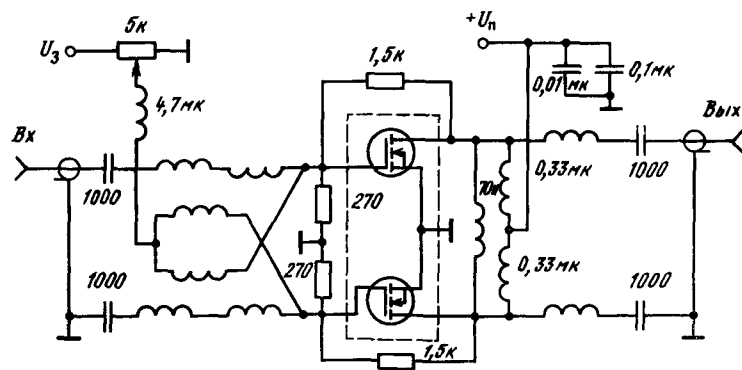


Рис. 9.39. Линейный усилитель диапазона частот $170 \dots 230$ МГц

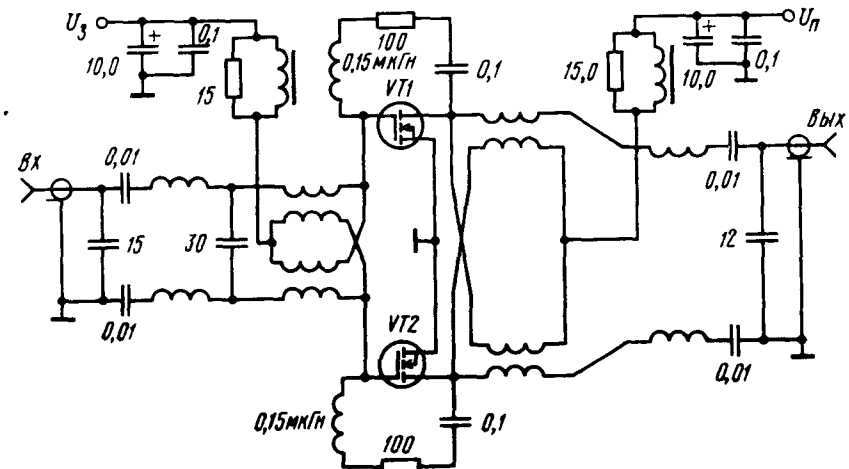


Рис. 9.40. Экономичный широкополосный УМ диапазона частот $30 \dots 86$ МГц

9.7. Основы проектирования СВЧ-усилителей

Диапазон частот СВЧ-усилителей на МПТ лежит в пределах от 300 МГц до $1 \dots 2$ ГГц. На более высоких частотах применяются GaAs МПТШ (вплоть до 100 ГГц). На частотах единицы гигагерц GaAs МПТШ позволяют получать $P_{\text{вых}}$ до ≈ 20 Вт, а на частоте 20 ГГц — до 1 Вт (при $K_p=5 \dots 6$ дБ и КПД $20 \dots 2,5$ дБ).

Транзистор в СВЧ-усилителях обычно представляется в виде четырех-полюсника (рис. 9.41), согласованного на входе и выходе с нагрузкой Z_n , к

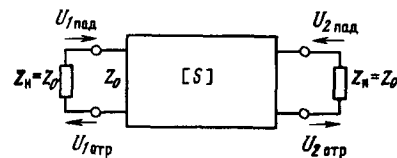


Рис. 9.41. Формальная схема замещения транзистора в диапазоне СВЧ

которой он подключается через линии передачи с волновым сопротивлением Z_0 . Транзистор описывается в терминах S-параметров (9.1).

Входной и выходной импедансы транзисторов носят комплексный характер, и их значения по модулю заметно отличаются от волновых сопротивлений линий генератора и нагрузки (обычно $Z_r=Z_n=Z_0=50$ Ом). Поэтому в усилителях используют согласующие цепи на входе СЦ1 и выходе СЦ2 (рис. 9.42). В СВЧ-диапазоне согласующие цепи обычно выполняются в виде

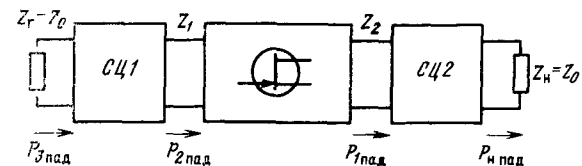


Рис. 9.42. Структурная схема однотранзисторного СВЧ-усилителя

отрезков линий передач (рис. 9.43).

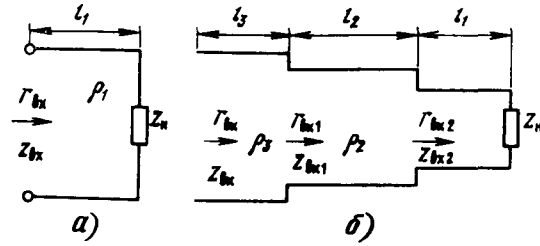


Рис. 9.43. Одноступенчатый (а) и трехступенчатый (б) трансформаторы сопротивлений

Отрезок однородной линии длиной l_1 с волновым сопротивлением ρ_1 (рис. 9.43, а) преобразует импеданс нагрузки $Z_n = R_n + jX_n$ во входной импеданс $Z_{вх} = R_{вх} + jX_{вх}$, где

$$R_{вх} = \frac{\rho_1^2 R_n (1 + \operatorname{tg}^2 \theta_1)}{(\rho_1 - X_n \operatorname{tg} \theta_1)^2 + R_n^2 \operatorname{tg}^2 \theta_1},$$

$$X_{вх} = \frac{\rho_1 (X_n + \rho_1 \operatorname{tg} \theta_1) (\rho_1 - X_n \operatorname{tg} \theta_1) - \rho_1 R_n^2 \operatorname{tg} \theta_1}{(\rho_1 - X_n \operatorname{tg} \theta_1)^2 + R_n^2 \operatorname{tg}^2 \theta_1},$$

$\theta_1 = 2\pi l_1 / \lambda_d$ — фазовый угол; λ_d — длина волны в линии с учетом ее укорочения в диэлектрике.

Для получения заданного $Z_{вх}$ параметры линии следует выбирать из выражений

$$\rho_1 = \sqrt{R_{вх} R_n + \frac{R_{вх} X_n^2 - R_n X_{вх}^2}{R_n - R_{вх}}}, \quad (9.2)$$

$$\operatorname{tg} \theta_1 = \rho_1 \frac{R_{вх} - R_n}{X_n R_{вх} + X_{вх} R_n}. \quad (9.3)$$

Трансформация Z_n в $Z_{вх}$ возможна, если

$$1 > \frac{R_{вх}}{R_n} > \frac{R_{вх}^2 + X_{вх}^2}{R_n + X_n^2} \quad \text{или} \quad 1 < \frac{R_{вх}}{R_n} < \frac{R_{вх}^2 + X_{вх}^2}{R_n^2 + X_n^2}.$$

В противном случае используются двух- или трехступенчатые переходы (рис. 9.43, б). Коэффициент передачи отрезка линии по напряжению при его нагрузке на сопротивление Z_n : $K_n = 1/(\cos \theta + j \sin \theta / Z_n)$.

Полоса частот переходов (рис. 9.43, б) растет с ростом числа отрезков, и эти переходы используются в широкополосных усилителях. Для узкополосных усилителей меньшие габариты обеспечивают согласующие цепи на отрезках длинных линий с короткозамкнутыми и разомкнутыми шлейфами (рис. 9.44). Их назначение — компенсация $X_{вх}$ и $X_{вых}$ транзистора, X_r и X_n (рис. 9.45).

После компенсации реактивных составляющих согласуемых импедансов их вещественные составляющие согласуются с помощью четвертьволнового трансформатора, волновое сопротивление которого $Z_{вх} = \sqrt{Z_1 Z_2}$, а добротность

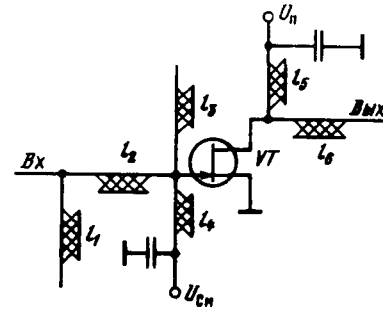


Рис. 9.44. Усилитель СВЧ с согласующими цепями в виде отрезков длинных линий

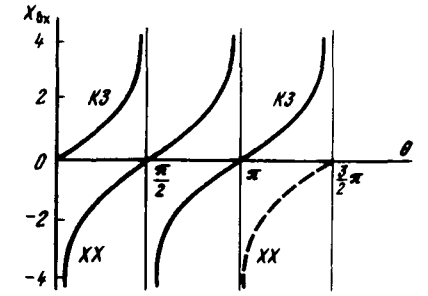


Рис. 9.45. Графики входных сопротивлений разомкнутых и короткозамкнутых отрезков линий передачи

$$Q = |X_{вх}| / R_{вх} + Z_0 / R_{вх} (1 - R_{вх} / Z_0), \quad (9.4)$$

где Z_1 и Z_2 — согласуемые сопротивления.

Узкополосный усилитель проектируется как односторонний ($S_{12} = 0$). Его предельный коэффициент усиления

$$K_P \approx \frac{|S_{21}|^2}{(1 - |S_{11}|^2)(1 - |S_{22}|^2)}. \quad (9.5)$$

Здесь $|S_{21}|^2$ — коэффициент усиления по мощности транзистора, нагруженного по входу и выходу на сопротивление 50 Ом. Сомножители в числителе учитывают увеличение K_P при согласовании транзистора по входу и выходу. Расчетное значение K_P завышает точное приблизительно на 1,2 дБ, что допустимо при технических расчетах. Усилитель безусловно устойчив, если $K_P > 1$, $|S_{11} S_{22} - S_{12} S_{21}| < 1$, где коэффициент устойчивости

$$K_4 = \frac{1 + |S_{11} S_{22} - S_{12} S_{21}|^2 - |S_{11}|^2 - |S_{12}|^2}{2 |S_{12} S_{21}|}. \quad (9.6)$$

К другим важным параметрам СВЧ-усилителей относятся коэффициент отражения $\Gamma = \dot{U}_{отр} / \dot{U}_{пад} = (Z_n - \rho) / (Z_n + \rho)$ и коэффициент стоячей волны $K_{СВ} = |\dot{U}_{макс}| / |\dot{U}_{мин}| = (1 + |S_{кк}|) / (1 - |S_{кк}|)$, где $|\dot{U}_{макс}|$ и $|\dot{U}_{мин}|$ — модули максимального и минимального сигнала вдоль линии; $S_{кк}$ — S-параметр по k -му входу некоторого многополюсника.

Через Γ величина K_P выражается следующим образом:

$$K_P = \frac{1 - |\Gamma_1|^2}{|1 - S_{11} \Gamma_1|^2} |S_{21}|^2 \frac{1 - |\Gamma_2|^2}{|1 - \Gamma_2 S_{22}|^2}, \quad (9.7)$$

где Γ_1 и Γ_2 — коэффициенты отражения на входе и выходе усилителя. При этом $\Gamma_1 = S_{11} + S_{12} S_{21} \Gamma_n / (1 - S_{22} \Gamma_n)$ и $\Gamma_2 \approx \Gamma_0 \exp(-j4\pi l / \lambda)$, где $\Gamma_0 = \Gamma$; λ — длина волны; l — длина линии без потерь.

При проектировании широкополосных СВЧ-усилителей согласование по входу осуществляется исходя из минимального коэффициента, а по выходу — исходя из максимального в заданной полосе частот. Если пренебречь потерями в линии, то для широкополосного усилителя должно выполняться условие $|\Gamma| \geq \exp[-\pi / (\tau_1 (\omega_2 - \omega_1))]$, где ω_1 и ω_2 — минимальная и максимальная частоты согласования; τ_1 — постоянная времени нагрузки в виде последовательной RC-цепи или параллельных RC- или RL-цепей ($\tau_1 = RC$ или τ_1) (рис. 9.46).

Проектирование СВЧ-усилителя (см. рис. 9.42) можно проводить по следующей методике:

1. По известным S-параметрам транзистора определяются параметры его эквивалентной схемы, входной и выходной импедансы в рабочей полосе частот.

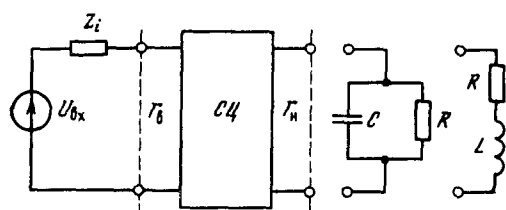


Рис. 9.46. Схема согласования источника сигнала с реактивной нагрузкой

2. С помощью цепей на рис. 9.43 и 9.44 осуществляется компенсация реактивной части импедансов (см. также (9.2) и (9.3)).

3. Осуществляется согласование генератора и нагрузки с входным и выходным сопротивлением транзистора. Определяем суммарную добротность цепей связи $Q = Q_1 + Q_2$, где Q_1 и Q_2 находятся по (9.4).

4. Определяется полоса рабочих частот $2\Delta f = f/Q$.

5. Вычисляется коэффициент устойчивости (9.6).

6. Определяется коэффициент усиления по мощности (9.5) или (9.7). Коэффициенты передачи по мощности согласующих цепей принимаются равными 1 ввиду малости коэффициентов отражения Г.

Дополнительные аспекты проектирования СВЧ-цепей, включая применение круговых диаграмм, можно найти в специальной литературе [175]. В [176] расчеты СВЧ-цепей сопровождаются описанием программ, реализующих эти расчеты на персональных ЭВМ. Широкое распространение получили машинные методы параметрической оптимизации СВЧ-цепей [177], позволяющие в наибольшей мере приблизить параметры разрабатываемых устройств к требованиям разработчика.

9.8. Практические схемы СВЧ-усилителей

Наиболее перспективными активными приборами СВЧ-усилителей являются GaAs МПТШ. По предельным частотам рабочего диапазона (до десятков гигагерц), уровню выходной мощности, линейности и уровню шумов усилители на GaAs МПТШ заметно превосходят параметрические усилители и усилители на туннельных диодах. Выше у них и надежность.

Усилители СВЧ обычно выполняются в виде гибридных микросхем. Это учтено в конструкциях современных GaAs МПТШ, рассчитанных на встраивание в гибридные микросхемы с микрополосковыми линиями передачи (рис. 9.47). Такие микросхемы обычно имеют достаточно массивную металлическую основу, на которой закреплена пластина из диэлектрика (ВЧ-керамика). На пластину напылены микрополосковые линии связи. Транзистор устанавливается непосредственно на металлическое основание и крепится миниатюрными болтами (или с помощью низкотемпературного припоя). Согласующие цепи выполняются как на дискретных (напыленных) компонентах, так и на основе распределенных цепей. Типовые потери в первом случае достигают 0,4 дБ, во втором 0,06 дБ [33]. Достигнутые значения индуктивностей $L \geq 0,2$ нГн и емкостей $C > 0,1$ пФ определяют рабочий диапазон частоты цепей согласования.

До частот около 1 ГГц в СВЧ-усилителях можно применять кремниевые мощные МДП-транзисторы, например отечественные КП905, КП907, КП908, КП911 и др. Примером может служить схема усилителя (рис. 9.48), содержащего два каскада на транзисторах КП905. В полосе частот 600...700 МГц усилитель имеет $K_p = 12,5$ дБ при неравномерности усиления 1,5 дБ. КСВ на входе и выходе не более 2,5 и 3 дБ соответственно [178].

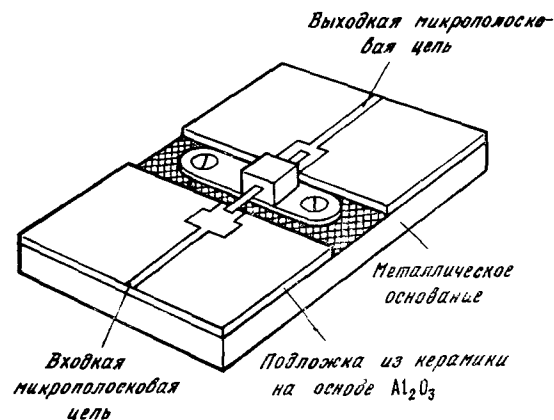


Рис. 9.47. Элемент конструкции гибридной интегральной микросхемы

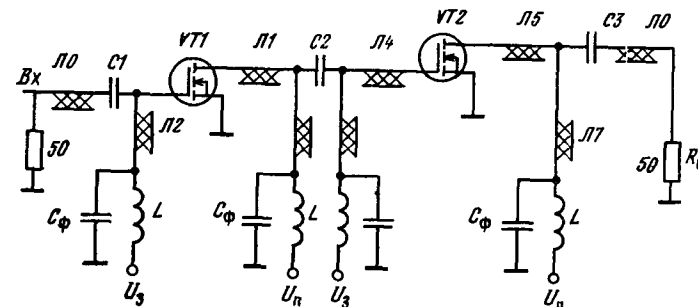


Рис. 9.48. Усилитель диапазона 600...700 МГц на транзисторе КП905

Согласующие цепи усилителя выполнены на подложках из ситалла СТ-32-1 с диэлектрической проницаемостью $\epsilon = 10,3$ и размером $29 \times 30 \times 1$ мм. Подложки приклеивались к единому металлическому основанию, на котором крепились транзисторы. Для подачи питания использовались микрополосковые линии, заблокированные безвыводными конденсаторами. Параметры микрополосковых согласующих элементов схемы приведены в табл. 9.1.

Таблица 9.1. Параметры согласующих элементов схемы рис. 9.48

Элемент	Л1	Л2	Л3	Л4	Л5	Л6	Л7
Z, Ом	105	76,1	100,9	36,7	108,6	107,9	98,1
l/λ_0	0,91	0,41	2,08	0,72	0,62	1,42	0,67

Принципиальная схема одного из каскадов малошумящего усилителя 2-см диапазона на транзисторе АПЗ26-2 приведена на рис. 9.49. На входе и

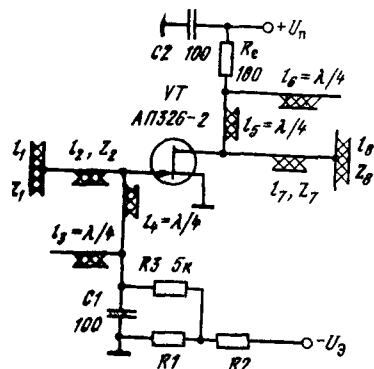


Рис. 9.49 Принципиальная электрическая схема одного каскада пятикаскадного усилителя 2-см диапазона на транзисторе АПЗ26-2

выходе транзисторного каскада включены согласующие цепи в виде симметричных разомкнутых шлейфов $l_1 Z_1$, $l_8 Z_8$. Усиление каскада на центральной частоте составляет 6 дБ. При проведении оптимизации цепей связи таких усилителей изменяются длина разомкнутых шлейфов и их расстояние от транзистора.

Частотные характеристики соответствующего пятикаскадного усилителя приведены на рис. 9.50, там же даны зависимости от частоты коэффициентов стоячей волны напряжения по входу и выходу усилителя. Коэффициент усиления усилителя около 26 дБ при ширине полосы рабочих частот около 500 МГц [179]. Усилитель выполнен на платах из поликора размером $12 \times 15 \times 0,5$ мм. Параметры согласующих элементов приведены в табл. 9.2.

Таблица 9.2. Параметры согласующих цепей

Элемент согласующей цепи	Длина элемента, мм				
	каскад 1	каскад 2	каскад 3	каскад 4	каскад 5
Шлейф l_1 ($W_1=1,2$ мм)	1,0	1,54	1,58	1,42	1,48
Отрезок линии l_2 ($W_2=0,51$ мм)	3,47	3,40	3,40	3,40	3,40
Отрезок линии l_7 ($W_7=0,51$ мм)	4,00	3,40	3,00	2,83	2,85
Шлейф l_8 ($W_8=1,2$ мм)	0,86	0,48	0,94	0,66	0,82

В современных системах радиолокации и связи находят широкое применение широкополосные и сверхширокополосные усилители. Сверхширокополосными принято называть многооктавные усилители гармонических сигналов. Широкополосность усилителей во многих случаях достигается введением отрицательных обратных связей (рис. 9.51). Усилитель обеспечивает усиление 5 дБ в диапазоне частот 0,35...14 МГц при неравномерности усиления ± 1 дБ; шум-фактор 6 дБ. Параметры распределенных цепей на рис. 9.51 приведены для частоты 7 ГГц.

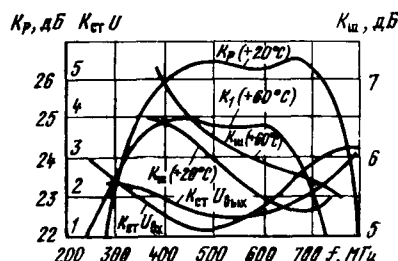


Рис. 9.50. Частотные характеристики пятикаскадного усилителя, построенного на каскадах рис. 9.49

Малые значения проходных емкостей ПТ с барьером Шотки позволяют получать хорошие результаты и при построении сверхширокополосных уси-

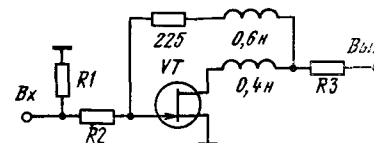


Рис. 9.51. Широкополосный усилитель на GaAs полевом транзисторе с отрицательной обратной связью по напряжению

лителей без цепей обратной связи. На рис. 9.52 приведена схема широкополосного усилителя с центральной рабочей частотой 15 ГГц и выходной мощностью 100 мВт. Для обеспечения широкополосности в цепях связи транзи-

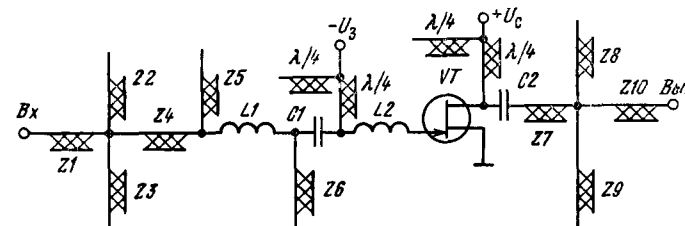


Рис. 9.52. Усилитель диапазона 15 ГГц с многоступенчатыми согласующими трансформаторами сопротивлений на отрезках линий передачи

сторона с генератором сигнала и нагрузкой используются многоступенчатые трансформаторы сопротивлений совместно с короткозамкнутыми и разомкнутыми шлейфами. Усилитель имеет следующие параметры: $Z_1=34$ Ом (95°), $Z_2=30$ Ом (57°), $Z_3=30$ Ом (33°), $Z_4=37$ Ом (27°), $Z_5=59$ Ом (29°), $Z_6=100$ Ом (27°), $Z_7=120$ Ом (31°), $Z_8=80$ Ом (55°), $Z_9=30$ Ом (33°), $Z_{10}=40$ Ом (91°), $L_1=0,07$ нГн, $L_2=0,12$ нГн, $C_1=C_2=10$ пФ [180].

В [181] приводятся сведения о схемах СВЧ-усилителей миллиметрового диапазона, обладающих коэффициентом усиления 4...6 дБ на частотах 20...100 ГГц и построенных на GaAs ПТ с барьером Шотки. Схемотехника усилителей миллиметрового диапазона не имеет существенных отличий от схем сантиметрового диапазона. Например, на рис. 9.53 показана схема уси-

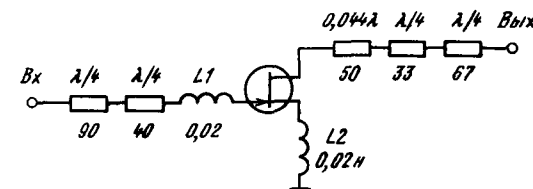


Рис. 9.53. Усилитель диапазона 60 ГГц с согласующими четвертьволновыми трансформаторами

лителя на 60 ГГц с четвертьволновыми трансформаторами. Такие усилители имеют гибридно-интегральное или монокристаллическое исполнение. Существенным достижением полупроводниковой технологии является значительное уменьшение коэффициентов шума современных СВЧ-усилителей на ПТ Шотки. В частности, на частоте 94 ГГц получено значение коэффициента шума 2,0 дБ.

9.9. Автогенераторы ВЧ- и СВЧ-гармонических колебаний

Автогенераторы — автономные устройства, преобразующие энергию источников питания в высокочастотный сигнал гармонической формы. Применение автогенераторов на мощных ПТ в ряде случаев упрощает конструкцию различных устройств, например систем охранной сигнализации, простых радиопередатчиков, автогенераторных датчиков и т. д. Энергетические соотношения и частотные ограничения у автогенераторов в основном те же, что и у УМ.

Автогенератор можно представить в виде замкнутого в кольцо (рис. 9.54, а) усилителя с коэффициентом усиления $K(\omega) = K(\omega) \exp(j\varphi_K(\omega))$

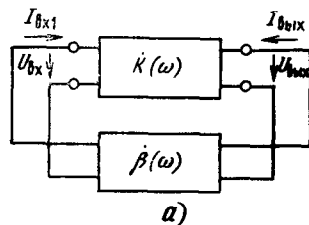


Рис. 9.54. Схема автогенератора на активном четырехполюснике (а) и сообщенная «трехточечная» схема автогенератора на МДП-транзисторе (б)

и четырехполюсником обратной связи, имеющим коэффициент передачи $\beta(\omega) = \beta(\omega) \exp(j\varphi_\beta(\omega))$.

Большинство схем автогенераторов можно свести к схеме трехточки (рис. 9.54, б), где четырехполюсник обратной связи образован делителем $Z_1 Z_2$, а усилитель — мощным ПТ и нагрузкой Z_3 .

Колебания возникают при одновременном выполнении условия баланса фаз

$$\varphi_K(\omega_0) + \varphi_\beta(\omega_0) = n \cdot 2\pi, \quad (9.8)$$

где $n=0, 1, 2$, и т. д., и баланса амплитуд

$$K(\omega_0)\beta(\omega_0) \geq 1. \quad (9.9)$$

Условие (9.8) означает, что обратная связь положительная, а (9.9) — что петлевое усиление превышает (или равно) 1. В общем случае четырехполюсник обратной связи может строиться на основе RC -цепей (RC -генераторы), LC -контур (LC -генераторы), линий связи, объемных и кварцевых резонаторов.

Простейшая схема LC -генератора с трансформаторной обратной связью приведена на рис. 9.55. На ее примере обсудим некоторые общие закономерности работы LC -генераторов. Схема на рис. 9.50 является типовым резонансным узкополосным каскадом, охваченным положительной обратной связью. На частотах, близких к резонансной $\omega_0 = 2\pi f_0 = 1/\sqrt{LC}$, можно принять $\beta(\omega) = \beta_0 = \text{const}$, причем β_0 зависит от степени магнитной связи между L и обмоткой связи $L_{\text{св}}$ (т. е. от коэффициента взаимной индукции M).

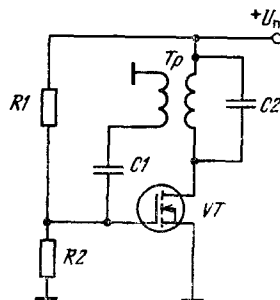


Рис. 9.55. Схема LC -генератора с трансформаторной обратной связью

На рис. 9.56 представлены зависимости модуля петлевого усиления $\beta_0 K(\omega)$ и фазового сдвига $\varphi_\beta(\omega) + \varphi_K(\omega) = \varphi_{\text{вк}}$ от частоты ω . Фазовый

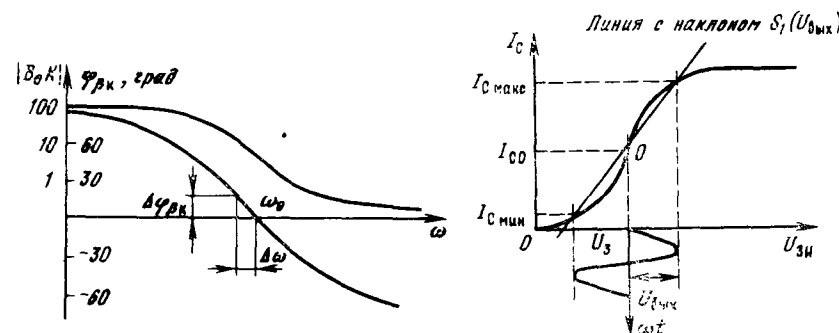


Рис. 9.56. Частотные зависимости модуля петлевого усиления $|\beta_0 K|$ и фазового сдвига $\varphi_{\text{вк}}$

Рис. 9.57. Динамическая передаточная характеристика каскада на МДП-транзисторе

сдвиг равен 0 на частоте ω_0 , так что колебания возникают на этой частоте, если $\beta_0 K(\omega_0) \geq 1$.

При возникновении дополнительных фазовых сдвигов (например, из-за инерционности транзистора или цепи обратной связи) этот сдвиг должен скомпенсироваться фазовым сдвигом $\varphi_K(\omega)$. Это ведет к изменению частоты на некоторую величину, равную $\Delta\omega$ (на рис. 9.56). Чем выше эквивалентная добротность Q_0 контура (с учетом его шунтирования схемой), тем резче зависимость $\varphi_K(\omega)$ и меньше $\Delta\omega$. Поэтому в LC -генераторах стремятся использовать высокодобротные контуры ($Q_0 = 50 \dots 500$) и уменьшать степень связи схемы с ними. Реальная относительная нестабильность частоты $(\Delta\omega/\omega_0)$ составляет $10^{-4} \dots 10^{-3}$.

Если бы усилитель был линеен, то амплитуда колебаний непрерывно нарастала и получение стационарной амплитуды $U_{\text{вых ст}}$ было бы невозможно. Однако, рассматривая динамическую передаточную характеристику каскада (рис. 9.57), нетрудно заметить, что она нелинейна и поэтому крутизна ее по первой гармонике является функцией амплитуды выходного напряжения $U_{\text{вых}}$:

$$S_1(U_{\text{вых}}) \approx \frac{I_{\text{с макс}} - I_{\text{с мин}}}{(U_3 + U_{\text{вых}}) - (U_3 - U_{\text{вых}})} = \frac{I_{\text{с макс}} - I_{\text{с мин}}}{2U_{\text{вых}}},$$

где $I_{\text{с макс}}$ и $I_{\text{с мин}}$ — токи стока, соответствующие вершинам положительной и отрицательной полуволн переменной гармонической составляющей напряжения на стоке.

Если усилитель работает в классе А, то при малых $U_{\text{вых}}$ крутизна $S_1(U_{\text{вых}}) \approx S_0 = \text{const}$, но при больших $U_{\text{вых}}$ $S_1(U_{\text{вых}})$ монотонно падает (рис. 9.58, а). Точка, в которой $S(U_{\text{вых}}) = S_{\text{кр}} = 1/\beta R_0'$ (имеется в виду, что $K(\omega) = S_1 R_0'$, где R_0' — приведенное эквивалентное сопротивление контура (при резонансе), соответствует стационарному режиму генератора. Колебания при этом возникают сами по себе (мягкий режим), а амплитуда их ограничивается вследствие верхней и нижней отсечек тока стока, ведущих к уменьшению S_1 .

При работе усилителя в классе В или С начальная крутизна при малых $U_{\text{вых}}$ мала ($S_1 \rightarrow 0$). В результате без внешнего воздействия колебания не возникают (жесткий режим возникновения генерации) — см. рис. 9.58, б. Таким воздействием может послужить бросок тока стока при включении генератора. Из двух точек пересечения зависимостью $S_1(U_{\text{вых}})$ линии $S_1 = S_{\text{кр}}$ одна (точка А) соответствует стационарному режиму, другая (В)

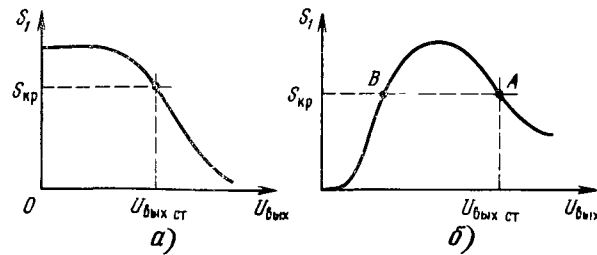


Рис. 9.58. Зависимости крутизны управления S_1 от выходного напряжения, обеспечивающие мягкий (а) и жесткий (б) режимы возбуждения автогенератора

неустойчива. Обычно жесткий режим возникновения колебаний нежелателен, но дает больший КПД.

Кроме описания графического метода определения крутизны $S_1(U_{\text{вых}})$ по первой гармонике применяют более сложные аналитические [182] и численные методы. Перейдем к рассмотрению конкретных схем LC-автогенераторов.

Схема рис. 9.55 обычно используется на частотах до 50...100 МГц. На более высоких частотах осуществление трансформаторной связи затруднено и применяются схемы индуктивной (рис. 9.59, а) и емкостной (рис. 9.59, б) трехточек.

Схема на рис. 9.59, а может применяться в любом частотном диапазоне, но особенно удобна для СВЧ-диапазона. При этом контур вырождается в

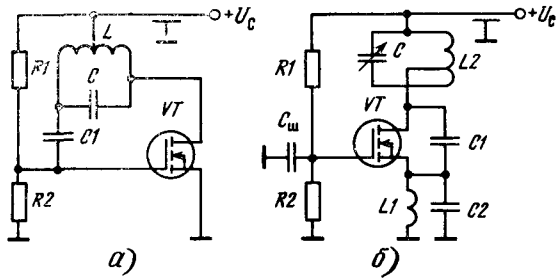


Рис. 9.59 Автогенераторы, собранные по схемам индуктивной (а) и емкостной (б) трехточки

вытянутую полупетлю из медного посеребренного провода. Недостатком схемы является отсутствие заземления (по высокой частоте) конденсатора C контура. Этот недостаток устранен у схемы на рис. 9.59, б, но у нее (из-за шунтирования контура делителем обратной связи $C1C2$) снижаются пределы перестройки по частоте изменением емкости C .

Хорошие результаты дает генератор (рис. 9.60), в котором транзистор включен по схеме с общим стоком. Такие генераторы легко возбуждаются и перестраиваются в широкой полосе частот. В [183] получены значения крутизны S , необходимой для возникновения колебаний в таком генераторе, и частоты генерации f_0 :

$$S = C_{\text{зи}} / rC_{\text{си}},$$

$$f_0 = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{L_{\Gamma}} \left(\frac{1}{C_{\Gamma}} + \frac{C_{\text{зи}} + C_{\text{си}}}{C_{\text{зи}}C_{\text{си}} + C_{\text{зс}}C_{\text{зи}} + C_{\text{зс}}C_{\text{си}}} \right)}. \quad (9.10)$$

Из (9.10) вытекает возможность перестройки частоты изменением L_{Γ} и C_{Γ} . Заземление нижней обкладки C_{Γ} облегчает перестройку конденсатором C_{Γ} переменной емкости.

Практическая схема генератора (рис. 9.61) на транзисторе КП901А в диа-

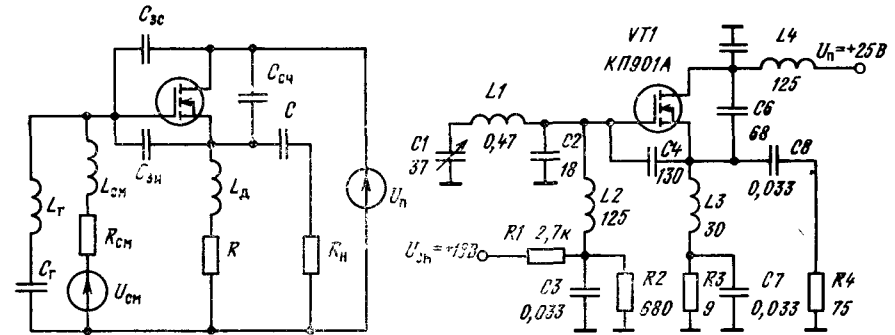


Рис. 9.60. Автогенератор на транзисторе, включенном по схеме с общим стоком

Рис. 9.61. Высокочастотный автогенератор с уровнем выходной мощности единицы—десятьки ватт

пазоне частот 30...80 МГц обеспечивала $P_{\text{вых}} = 2,5$ Вт. Подобная схема на транзисторе КП904А имела $P_{\text{вых}} = 20$ Вт на частоте $f_0 = 4$ МГц и $U_{\text{п}} = 52$ В (потребляемая мощность 36,4 Вт, рассеиваемая 15 Вт). Значения $L_2 = 5,6$ мГн, $C_2 = 760$ пФ, $R = 2$ Ома.

В дальнейшем был разработан ряд подобных схем на GaAs МПТШ с электронной перестройкой частоты с помощью варикапов. Так, в [184] описан СВЧ-генератор на GaAs МПТШ АП602 с обращенным каналом. Такое включение облегчает создание положительной обратной связи при заземленном стоке (рис. 9.62). Индуктивность последовательного контура в

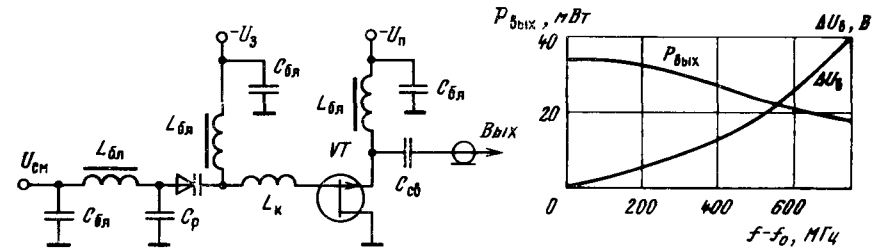


Рис. 9.62. Автогенератор на транзисторе АП602 с обращенным каналом

Рис. 9.63. Зависимость выходной мощности и необходимого напряжения смещения варикапа от девиации частот

цепи затвора образована как внешней индуктивностью L , так и паразитными индуктивностями затвора и варикапа, используемого для электронной перестройки частоты.

На рис. 9.63 представлены зависимости мощности $P_{\text{вых}}$ и необходимого напряжения на варикапе $\Delta U_{\text{в}}$ от отклонения частоты $f - f_0$. При изменении $U_{\text{в}}$ от 0 до 50 В было получено перекрытие по емкости варикапа, равное 6. Крутизна модуляционной характеристики изменялась до 4...5 раз. Потребляемая генератором мощность 0,6 Вт, КПД около 5%.

В [185] описаны генераторы с октавным (т. е. двойным) перекрытием по частоте. Однотактный генератор (рис. 9.64, а) использует для управления

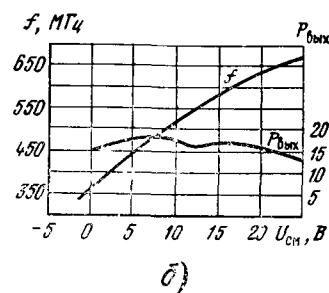
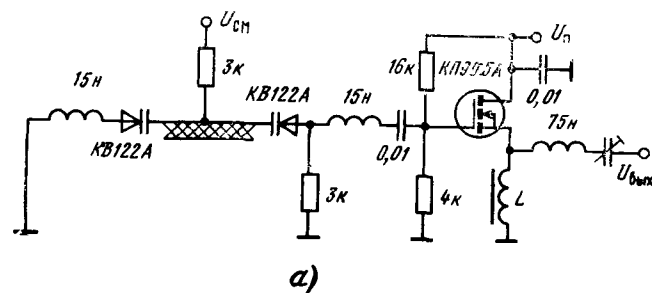


Рис. 9.64. Генератор с электронной перестройкой частоты парой встречно включенных варикапов (а) и его характеристики (б)

частотой встречно включенные варикапы, что обуславливает меньшую зависимость их емкости от амплитуды переменного напряжения на варикапах. Контур в цепи затвора разделен на две части отрезком микрополосковой линии. Импеданс цепи затвора носит индуктивный характер.

При $f_0 = 500$ МГц получен коэффициент перекрытия по частоте $K_f = 2,1$ при изменении управляющего напряжения $U_{см}$ от 2 до 25 В. Зависимость выходной мощности $P_{вых}$ и частоты f от напряжения $U_{см}$ дана на рис. 9.64, б. Крутизна модуляционной характеристики изменяется не более чем в 3,5 раза. Выходная мощность генератора $P = 17 \pm 2,5$ дБ, КПД меняется от 3 до 7% при $U_{п} = 20$ В (транзистор КП905А). Уровень высших гармоник достигает 20%.

Двухтактная схема генератора (рис. 9.65) обеспечивает эффективное подавление всех четных гармоник. Это уменьшает уровень высших гармо-

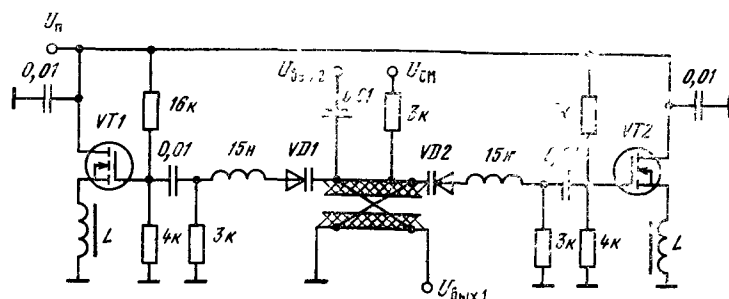


Рис. 9.65. Двухтактная схема автогенератора на МДП-транзисторах

ник на выходе генератором. Зависимость f от управляющего напряжения $U_{см}$ для этой схемы дана на рис. 9.66. Коэффициент перекрытия по частоте $K_f = \omega_s / \omega_n = 1,85$, изменение крутизны модуляционной характеристики достигает 5 раз и более.

Вопросы проектирования СВЧ-генераторов вида на рис. 9.67 (цепи питания не показаны) рассматриваются в [186]. Показано, что колебания возникают только при инверсном включении транзисторов. Для транзисторов 3П602А была получена частота генерации $f_0 = 5$ ГГц при выходной мощности 30 мВт.

Представляет интерес применение в автогенераторах нового типа двухзатворных полевых транзисторов Шотки. На рис. 9.68 представлена схема автогенератора на частоте $f_0 = 8,6$ ГГц. Генератор работает в импульсном режиме и используется в доплеровском радиолокаторе. По сравнению со схемой на диодах Ганна эта схема обеспечивает лучшую стабильность частоты. Схема на рис. 9.69 совмещает в себе функцию генератора и утрителя частоты. Конструкция на тетроде с длиной затвора 1 мкм позволила получить частоту генерации до 22 ГГц.

На низких частотах при большой выходной мощности (единицы—десят-

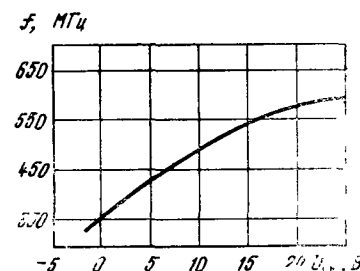


Рис. 9.66. Зависимость частоты от управляющего напряжения для схемы рис. 9.65

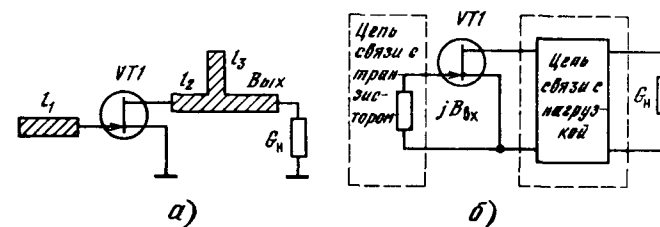


Рис. 9.67. Автогенератор с колебательными цепями в виде отрезков длинной линии (а) и его функциональная схема (б)

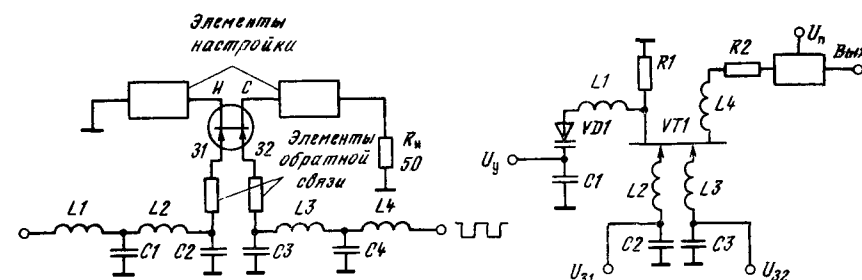


Рис. 9.68. Генератор с рабочей частотой $f_0 = 8,6$ ГГц на двухзатворном полевом транзисторе с барьером Шотки

Рис. 9.69. Схема совмещения функции генератора и утрителя частоты для диапазона частот до 22 ГГц

ки ватт) в генераторах можно использовать и насыщающиеся составные транзисторы [64], в которых мощный ПТ управляет более мощным биполярным транзистором. В [187] описана схема кварцевого генератора (рис. 9.70)

Моделирование электронных устройств на мощных полевых транзисторах

10.1. Технические и программные средства моделирования

Мощные ПТ — существенно нелинейные устройства. Это затрудняет, а часто и исключает применение простых аналитических методов расчета электронных схем на ПТ. Графические методы слишком трудоемки и неточны [44].

Работа мощных ПТ на пределе физических возможностей делает их чувствительными к перегрузкам по напряжению. А большие значения di_c/dt ведут к тому, что такие перегрузки могут легко возникать даже из-за малых паразитных индуктивностей цепей. Высокая стоимость приборов и их дефицитность приводят к тому, что разработчики аппаратуры бывают вынуждены отказаться от серьезных экспериментальных исследований. Во многих случаях эти исследования просто невозможны, поскольку ведут к выходу дорогостоящих приборов из строя и резко ухудшают экономические показатели НИР и ОКР.

В таких условиях особую важность приобретает моделирование работы электронных устройств на ЭВМ. Это давно поняли разработчики микросхем, при разработке которых экспериментальное исследование также не всегда возможно. Простейшие задачи моделирования могут решаться даже на программируемых калькуляторах и бытовых 8-разрядных персональных компьютерах (ПК), например ZX-Spectrum, Atari, Commodore и др. [46, 47]. Однако основным типом профессиональных ПК стали персональные компьютеры класса IBM PC, XT, AT и PS-2. Эти ПК имеют приемлемое быстродействие (от 0,25 млн оп./с для IBM PC XT до нескольких млн оп./с для ПК класса Super AT и старших моделей PS-2).

Таблица 10.1. Технические характеристики персональных ЭВМ фирмы IBM

Характеристика	Тип персональной ЭВМ					
	PC	XT	AT	PS/2		
				Модель 30	Модель 50	Модель 6
Микропроцессор	8088	8088	80286	8086	80286	80286
Тактовая частота, МГц	4,8	4,8	8...10	8	10	10
Минимальный объем ОЗУ, Кбайт	64	128	512	640	1000	1000
Максимальный объем ОЗУ, Кбайт	544 512	640	4096	640	7000	15000
Емкость НГМД, Кбайт	160	360	1200	720	1440	1440
Емкость НЖМД, Кбайт	—	20	40	20	20	185
Встроенный видеоадаптер	CGA	CGA EGA	EGA VGA	MCGA	VGA	VGA

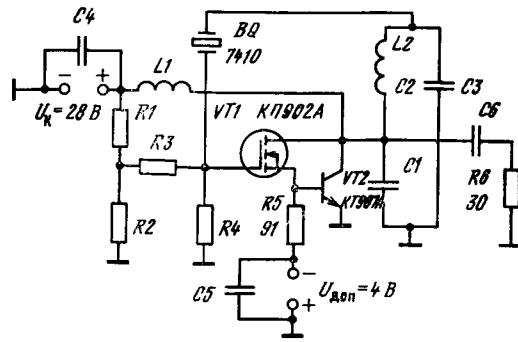


Рис. 9.70. Кварцевый автогенератор на составном (полевой-биполярный) транзисторах

на основе составного транзистора. На рис. 9.71 представлены зависимости потребляемого тока и выходной мощности от температуры. Максимальные изменения этих параметров не превышали 2,3 и 3,5% соответственно при изменении температуры от 25 до 70°С. При угле отсечки тока стока $\theta = 70^\circ$ С генератор обеспечил получение выходной мощности 10 Вт при общем КПД 65%. Частота генерации 7,41 МГц, среднестатистическая часовая нестабильность частоты не превышала $2 \cdot 10^{-7}$.

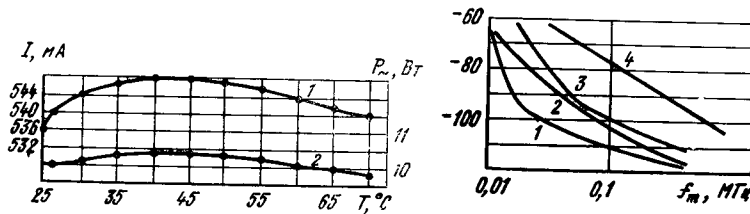


Рис. 9.71. Зависимости потребляемого тока (I) и выходной мощности (P) от температуры окружающей среды

Рис. 9.72. Уровни фазовых шумов автогенераторов на мощных ПТШ (1), СВЧ-биполярных транзисторах (2) и диодах Ганна (3)

Таким образом, автогенераторы на мощных ПТ перекрывают практически все используемые диапазоны частот. Для ряда применений важное значение имеют уровни фазовых шумов автогенераторов. Как вытекает из рис. 9.72, по этому параметру СВЧ-генераторы на GaAs мощных ПТШ уступают генераторам на СВЧ-биполярных транзисторах и диодах Ганна. Ожидается уменьшение уровня модуляционных шумов на 20 дБ при разработке мощных ПТШ с субмикронной длиной канала [188].

Наиболее совершенные ПК, выполняемые на 32-разрядных микропроцессорах 80386 и 80486, имеют в 30...50 раз большую производительность, чем ПК IBM PC XT. Применение математических сопроцессоров (8087, 80287, 80387) дополнительно повышает производительность ПК IBM PC XT, AT в 5...10 раз, а для отдельных операций до 50...100 раз. В табл. 10.1 приведены данные о ПК фирмы IBM. Многие фирмы выпускают подобные компьютеры даже с несколько лучшими характеристиками и гарантированной программой совместимостью с ПК IBM.

Для САПР моделирования важное значение имеют графические возможности ПК. Существуют дорогие графические средства, дающие разрешение свыше 1024×1024 точек (пикселей). Однако в рядовой инженерной практике приходится довольствоваться более скромными возможностями, обеспечиваемыми стандартными видеоадаптерами и дисплеями ПК класса IBM PC (табл. 10.2).

Таблица 10.2. Характеристики графики персональной ЭВМ класса IBM PC при использовании различных видеоадаптеров

Тип видеоадаптера	Разрешение в пикселях	Число цветов	Число страниц
CGACO	320×200	4	1
CGAAni	640×200	2	1
MCGAHi	640×480	2	1
EGA64Lo	640×200	16	1
EGANi	640×350	16	2
Herc	720×348	2	1
МоpоHi	640×480	16	1
VGANi	640×350	16	2
PC3270Hi	720×350	2	1

Цветное изображение у дисплеев ПК облегчает ввод информации. Например, переходные процессы в различных точках схемы могут представляться линиями различного цвета. Однако большинство доступных принтеров и светокопировальных автоматов обеспечивают лишь двухцветные изображения и для разметки линий применяют кружки, квадратики, ромбики и другие метки.

Программные средства моделирования можно условно разделить на три основные группы.

1. Универсальные программы для математических расчетов (Eureka, MathCAD, MatLAB и др.).

2. Универсальные программы моделирования электронных схем (Micro CAP, PSPICE, NAP-2 и др.).

3. Специализированные программы моделирования отдельных классов схем или даже отдельных схем.

Программы для математических расчетов обычно используются на начальном этапе моделирования — при разработке и отладке моделей, моделирования отдельных режимов простейших схем. Более широкому их применению препятствует отсутствие специализированного входного языка для задания схем и обычно довольно низкое быстродействие.

Универсальные программы моделирования являются основным средством моделирования схем. Их возможности и характеристики представлены в табл. 10.3. Программы PSPICE и NAP-2 были разработаны давно для больших ЭВМ класса IBM 360, ЕС ЭВМ [189]. В последнее время их версии включены в программное обеспечение ПК класса IBM PC. К недостаткам

Таблица 10.3. Сравнительная характеристика программ для моделирования аналоговых схем

Характеристика	Наименование программы или пакета программ		
	Micro CAP II	PSPICE	NAP-2
Типы машин, на которых реализованы программы	IBM	VAX, IBM	IBM, ЕС, СМ
Наличие программы подготовки данных, описывающих модели элементов	PER. EXE	PART. EXE	Нет
Наличие графического пост-процессора	Есть	PROBE. EXE	Нет
Необходимость сопроцессора	Желательна	Обязательна	Обязательна
Виды расчетов:			
анализ стационарного режима по постоянному току	Есть	Есть	Есть
анализ переходных процессов	»	»	»
малосигнальный анализ на переменном токе	»	»	»
спектральный анализ	»	»	»
анализ при различных температурах	»	»	»
Формат описания схем	Фиксированный	Свободный	Свободный
Состав библиотеки элементов:			
резисторы	Линейные	Линейные	Линейные
конденсаторы	»	Линейные, нелинейные	Линейные, нелинейные
индуктивности	»	То же	То же
трансформаторы	Двухобмоточные	Многообмоточные	Многообмоточные
независимые источники напряжения	Есть	Есть	Есть
независимые источники тока	Нет	»	»
Функции изменения независимых источников:			
импульсная	Есть	Есть	Есть
показательная	Нет	»	»
синусоидальная	Есть	»	»
кусочно-линейная	Нет	»	»
сложный двухчастотный сигнал	»	»	»
Аналитическое задание функции	Полиномиальное	Полиномиальное	Любое
Зависимые источники	Есть	Есть	Есть
Диоды	»	»	»
Биполярные транзисторы	»	»	»
Полевые транзисторы	»	»	»
Возможность определения субсхем	»	»	»

этих программ относится слабый графический вывод и сложность задания многочисленных параметров моделей. Графический ввод в них не предусмотрен.

Программа MicroCAP* обеспечивает ввод данных о схеме в графическом виде и удобный (имитирующий работу двух лучевых осциллографов) вывод информации о переходных процессах. К сожалению, модели МПТ у MicroCAP чрезмерно упрощены и нет возможности их модификации. В то же время имеются обширные библиотеки моделей типовых элементов (диодов, биполярных и полевых транзисторов, операционных усилителей и др.).

Мощные ПТ — активные приборы нового поколения. Для них пока не разработаны точные и простые модели. Поэтому погрешность моделирования может быть заметной — от 5...10% для программ NAP-2 и PSPICE и до 30...40% для MicroCAP. Это обстоятельство говорит в пользу создания специализированных программ, у которых модели могут легко изменяться. Кроме того, универсальные программы имеют сложные алгоритмы и скорость моделирования у них ниже, чем у специализированных программ, оптимизированных по этому параметру.

Из всех перечисленных программ наиболее удобной является MicroCAP (версии I, II и III). Эта программа проста в освоении и обладает превосходным графическим интерфейсом. Входящий в программу отладчик моделей PER обеспечивает быструю подготовку моделей диодов, биполярных и полевых транзисторов и операционных усилителей. Обширные библиотеки содержат от 50 до 100 типов моделей (в том числе упрощенные модели нескольких десятков типов мощных ПТ). К сожалению, обозначения ряда компонентов (например, резисторов) и их параметров отличны от распространенных у нас.

Из специализированных программ можно отметить программу моделирования ключа на мощном МДП-транзисторе со сплайн-аппроксимацией семейства ВАХ и возможностью задания нелинейных емкостей [47]. Эта программа разработана для 8-разрядных ПК класса ZX-Spectrum, ее усовершенствованный вариант для ПК IBM PC, XT и AT описан в [194]. Там же описан пакет программ быстрого моделирования лестничных и произвольных схем (программы ACL и AEC), а также линейных схем в частотной области (ALC).

10.2. Применение программ для автоматизации расчетов

К наиболее известным программам автоматизации расчетов относятся интегрированные системы Eureka, MathCAD и MatLAB. Система Eureka является одной из самых простых. К ее достоинствам следует отнести легкость расчетов по аналитическим выражениям, решение нелинейных уравнений и их систем, весьма наглядный диалоговый режим общения с пользователем.

При запуске программы появляется ряд окон и главное меню. Оно содержит команды: File (работа с файлами), Edit (редактирование), Solve (решение), Commands (управление командными режимами), Report (выдача документации), Graph (графика), Options (опции) и Windows (управление окнами).

В нашу задачу не входит полное описание работы с этой программой. Достаточно сведения можно найти в [190], а также изучив систему подсказок, вводимую нажатием клавиши F1. Поэтому ограничимся парой типовых применений этой системы.

На рис. 10.1 представлено решение задачи о поиске параметров S , I_s и U_0 аппроксимации передаточной характеристики мощного МДП-транзистора

```
*****
Эврика: Решатель , Верс. 1.0r
Суббота Январь 18, 1992, 0:20 am.
Имя файла ввода: A:\PA907.EKA
*****
```

```
; Вычисление параметров U0,S,b
; для параболической аппроксимации
; передаточной характеристики Is(Ug)
; мощного МДП транзистора КП907
; методом регрессии
U0:=0
b:=0
S:=0.15
```

```
Is(Ug)=S*(Ug-U0-b*Ug*Ug)
```

```
Is(0)=0
Is(5)=0.85
Is(10)=1.65
Is(15)=2.05
Is(20)=2.3
Is(25)=2.4
```

```
$ substlevel = 0
```

```
*****
```

Решение :

Переменные Значения

```
b          = .021041896
S          = .20194200
U0         = .043618597
```

```
Максим. ошибка .064312712
```

Обработка формул:

Формулы	Значения
U0	= .043618597
b	= .021041896
S	= .20194200
Is(Ug)	= .20768363
S*(Ug-U0-b*Ug*Ug)	= .20768363

Рис. 10.1. Вычисление параметров параболической аппроксимации с помощью программы Eureka

ра КП701 функцией гиперболического тангенса*. Сама функция задана первым выражением (знак := означает операцию присваивания). Далее зада-

* Здесь описана программа MicroCAP II. В настоящее время применяется и более совершенная программа MicroCAP III с моделями ПТ, идентичными применяемым в программе PSPICE.

* Здесь и далее используется версия системы Eureka с руссифицированной системой меню. Однако индексы у переменных могут задаваться лишь латинскими буквами, что ведет к иным обозначениям, чем приняты в предшествующих главах.

Файл	Ред.	Реш.	Команды	Отчет	Граф.	Опции	Стр.
Ред. Стр. 1 Поз. 1 црт							
A:PA907.EKA ; Вычисление параме ; для параболическо ; передаточной хара ; мощного МДП-транз ; методом регрессии U0:=0 b:=0 S:=0.15 Is(Ug)=S*(Ug-U0-b*U Решение Стр. 1 Опции Стр. 10 Значения = .04361859							
A:ОТЧЕТ. ***** Эврика: Решат Суббота Января Имя файла вво Решение Стр. 1 Опции Стр. 10 Значения = .04361859							

F1-Пом. F5-Расм. F6-След. SCROLL-Разм/Сдв.

Рис. 10.2. Вывод графика передаточной характеристики (программа Eureka)

Файл	Ред.	Реш.	Команды	Отчет	Граф.	Опции	Окно
Ред. Стр. 11 Поз. 1							
A:SA50RD.BAK y1=0.7 y2=2 y3=3.5 y4=5.2 y5=6 Y0=((y1+y5)+2*(y2+y4))/6 Y1m=((y1-y5+y2-y4))/3 Y2m=((y1+y5-2*y3))/4 Y3m=((y1-y5)-2*(y2-y4))/6 Y4m=((y1+y5)-4*(y2+y4)+6*y3)/12 Kg=sqrt(Y2m^2+Y3m^2+Y4m^2)/abs(Y1m) Решение Стр. 10 Опции Стр. 10 Значения = .077034123 = 3.5166667 = .700000000 = -2.8333333							
A:ОТЧЕТ. ***** Эврика: Решатель Суббота Января Имя файла ввода: Решение Стр. 10 Опции Стр. 10 Значения = .077034123 = 3.5166667 = .700000000 = -2.8333333							
A:ОТЧЕТ. ***** Эврика: Решатель Суббота Января Имя файла ввода: Решение Стр. 10 Опции Стр. 10 Значения = .077034123 = 3.5166667 = .700000000 = -2.8333333							

F1-Пом. F5-Расм. F6-След. F7-Идти SCROLL-Разм/Сдв.

Рис. 10.3. Расчет коэффициента гармоник методом пяти ординат с помощью программы Eureka

ется ряд значений передаточной характеристики $I_c(U_{зи}) = I_s(U_g)$. Знак = в данном случае понимается как приближенное равенство, после знака ; следуют текстовые комментарии.

Записанная система уравнений решается автоматически (в режиме Реш.) как типичная некорректная задача. На это указывает специальная команда (последняя строка), сообщающая системе, что ввиду отсутствия точного решения решение должно проводиться с минимизацией среднеквадратической погрешности. С помощью позиции меню Граф. можно вывести график передаточной характеристики (рис. 10.2). Аналогичным образом легко реализуются любые другие виды аппроксимаций, включая нелинейные зависимости между электродными емкостями от напряжений (см. гл. 2).

Система MathCAD. Дьяконов В.П. 1991 г.

Расчет и построение семейства ВАХ

$U_0 := 1$ $S := 0.15$ $B := 0.01$ $P := 1$

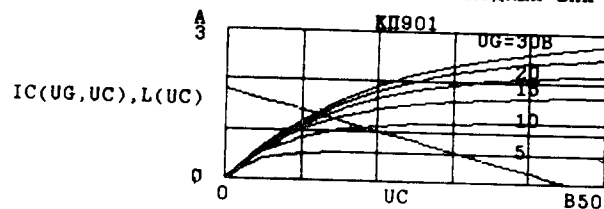
$EC := 45$ $RC := 25$

$UG := 5, 10 \dots 30$ $UC := 0, 5 \dots 55$

$$IC(UG, UC) := S \left[UG - U_0 - B UG^2 \right] \left[1 - e^{-P \frac{UC}{UG - U_0 - B UG^2}} \right]$$

$$L(UC) := \frac{EC - UC}{RC}$$

График семейства выходных ВАХ



Расчет и построение сквозной динамической характеристики

$UG := 0, 1 \dots 18$ $UC := 25$

$$IC(UG) := \text{if} \left[UG > U_0, S \left[UG - U_0 - B UG^2 \right] \left[1 - e^{-P \frac{UC}{UG - U_0 - B UG^2}} \right], 0 \right]$$

$$U(UG) := \text{root}(EC - UC - RC \cdot IC(UG), UC)$$

График передаточной характеристики

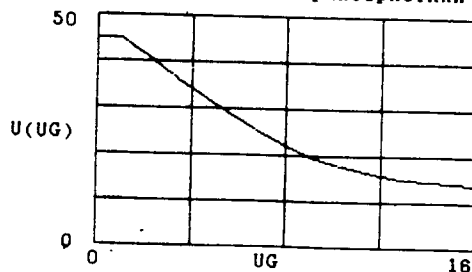


Рис. 10.4. Моделирование статического режима каскада с общим истоком в среде системы MathCAD

Другой пример применения системы Eureka — расчет коэффициента гармоник K_g методом пяти ординат (рис. 10.3). Метод основан на использовании пяти равноотстоящих ординат сквозной динамической характеристики усилителя. Расстояние между крайними ординатами по оси абсцисс равно двойной амплитуде входного гармонического воздействия.

Недостатком системы Eureka является быстрое снижение скорости вычислений по мере усложнения задачи. Если однократный расчет по сложным формулам занимает доли-единицы секунд, то решение системы нелинейных

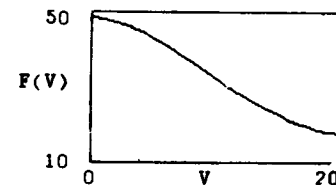
Система MathCAD. Дьяконов В.П. 1991 г.

Спектральный анализ методом пяти ординат

$$X := \begin{bmatrix} 1 \\ 3 \\ 7 \\ 10 \\ 13 \\ 16 \\ 19 \end{bmatrix} \quad Y := \begin{bmatrix} 48 \\ 36 \\ 30 \\ 25 \\ 20 \\ 18 \\ 16 \end{bmatrix}$$

Y-вектор входного сигнала
X-вектор выходного сигнала
 $K := 0 \dots 6$
Сплайн-аппроксимация $F(V)$
 $FS := \text{spline}(X, Y)$
 $F(V) := \text{interp}(FS, X, Y, V)$
 $V := 0, 1 \dots 20$

Построение графика передаточной функции $F(V)$



Спектральный анализ

$X_0 := 10$ $X_{\max} := 8$ $i := 0 \dots 10$ $DX_i := 0, 1 \cdot X_{\max} \cdot i$

$$Y1_i := F[X_0 - DX_i] \quad Y2_i := F[X_0 - 0,5 DX_i]$$

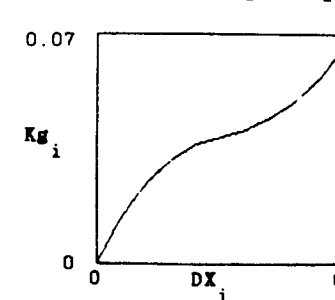
$$Y3_i := F[X_0] \quad Y4_i := F[X_0 + 0,5 DX_i]$$

$$Y5_i := F[X_0 + DX_i]$$

$$Y0_i := \frac{Y1_i + Y5_i + 2 Y2_i + 2 Y4_i}{6} \quad YM1_i := \frac{Y1_i - Y5_i + Y2_i - Y4_i}{3}$$

$$YM2_i := \frac{Y1_i + Y5_i - 2 Y3_i}{4} \quad YM3_i := \frac{YM1_i - Y2_i + Y4_i}{2}$$

$$YM4_i := YM2_i - Y0_i + Y3_i$$



$$Kgi := \frac{\sqrt{YM2_i^2 + YM3_i^2 + YM4_i^2}}{YM1_i}$$

DXi

0	0,1	0,2	0,3	0,4	0,5	0,6	0,7	0,8	0,9	1,0
1	0,1	0,2	0,3	0,4	0,5	0,6	0,7	0,8	0,9	1,0
2	0,1	0,2	0,3	0,4	0,5	0,6	0,7	0,8	0,9	1,0
3	0,1	0,2	0,3	0,4	0,5	0,6	0,7	0,8	0,9	1,0
4	0,1	0,2	0,3	0,4	0,5	0,6	0,7	0,8	0,9	1,0
5	0,1	0,2	0,3	0,4	0,5	0,6	0,7	0,8	0,9	1,0
6	0,1	0,2	0,3	0,4	0,5	0,6	0,7	0,8	0,9	1,0
7	0,1	0,2	0,3	0,4	0,5	0,6	0,7	0,8	0,9	1,0
8	0,1	0,2	0,3	0,4	0,5	0,6	0,7	0,8	0,9	1,0
9	0,1	0,2	0,3	0,4	0,5	0,6	0,7	0,8	0,9	1,0
10	0,1	0,2	0,3	0,4	0,5	0,6	0,7	0,8	0,9	1,0

Kgi

0	0,1	0,2	0,3	0,4	0,5	0,6	0,7	0,8	0,9	1,0
1	0,1	0,2	0,3	0,4	0,5	0,6	0,7	0,8	0,9	1,0
2	0,1	0,2	0,3	0,4	0,5	0,6	0,7	0,8	0,9	1,0
3	0,1	0,2	0,3	0,4	0,5	0,6	0,7	0,8	0,9	1,0
4	0,1	0,2	0,3	0,4	0,5	0,6	0,7	0,8	0,9	1,0
5	0,1	0,2	0,3	0,4	0,5	0,6	0,7	0,8	0,9	1,0
6	0,1	0,2	0,3	0,4	0,5	0,6	0,7	0,8	0,9	1,0
7	0,1	0,2	0,3	0,4	0,5	0,6	0,7	0,8	0,9	1,0
8	0,1	0,2	0,3	0,4	0,5	0,6	0,7	0,8	0,9	1,0
9	0,1	0,2	0,3	0,4	0,5	0,6	0,7	0,8	0,9	1,0
10	0,1	0,2	0,3	0,4	0,5	0,6	0,7	0,8	0,9	1,0

Рис. 10.5. Расчет зависимости коэффициента гармоник от амплитуды входного сигнала (система MathCAD)

уравнений может занять несколько минут. В этом отношении преимуществом обладает система MatLAB.

Особый интерес представляет интегрированная система MathCAD [191], которая содержит текстовый редактор комментариев, вычислитель и графический процессор. Управляется система документом, т. е. представленным на ее входном языке описанием решаемой задачи. Входной язык системы настолько приближен к естественному языку математических описаний, что готовящийся в системе документ больше напоминает статью в научном журнале, чем программу. В частности, все специальные знаки (квадратный корень, сумма членов ряда и их произведение, интеграл и т. д.) вводятся и их естественном виде. Мощный набор встроенных математических функций, наличие векторных и матричных операций, прекрасная графика — все это делает систему MathCAD чрезвычайно удобным инструментом для создания пакетов и библиотек прикладных расчетов, апробации различных моделей и моделирования простых схем.

Рисунок 10.4 показывает текст документа, иллюстрирующего моделирование статического режима резисторного каскада с общим истоком на мощном МДП-транзисторе КП901. Вначале рассчитывается и строится семейство ВАХ с параболически-экспоненциальной аппроксимацией, а также линия нагрузки резистора $R_c = RC$. Далее для 16 значений напряжения на затворе $U_3 = U_G$ решается система нелинейных уравнений, позволяющая найти точки пересечения ВАХ линии нагрузки и соответствующие значения $U_c = U_C$. В заключение строится сквозная передаточная характеристика, т. е. зависимость U_c от U_3 (к сожалению, и здесь система обозначений иная, чем по ГОСТу).

Другой документ (рис. 10.5) иллюстрирует расчет коэффициента гармоник по заданной передаточной характеристике. Вначале она аппроксимируется кубическими сплайнами, обеспечивающими непрерывность в узловых точках как первой, так и второй производной передаточной характеристики. Такая аппроксимация прекрасно подходит для плавно изменяющихся функций.

Далее для ряда значений амплитуды входного синусоидального напряжения производится многократный расчет коэффициента гармоник K_g . В результате строится зависимость K_g от амплитуды входного воздействия. Следует отметить, что такие построения графическим методом крайне трудоемки, требуют много времени и весьма неточны.

В системах Eureka и MathCAD не предусмотрены встроенные средства для решения систем дифференциальных уравнений, описывающих работу электронных схем его временной области. В системе MathCAD такое решение возможно с помощью обычных численных методов (Эйлера, Рунге—Кутты и др.). Однако по скорости счета оно сильно проигрывает специализированным программам, написанным на современных языках высокого уровня (компиляторах Turbo-Basic, Quick-Basic, Turbo-Pascal, Turbo C и др.).

10.3. Моделирование ключевых схем

Моделированию переходных процессов в ключевых схемах на мощных ПТ посвящено много работ [47, 69, 145]. Наиболее наглядные результаты получаются при использовании программы MicroCAP II. С ней мы и начнем рассмотрение.

Для применения программы MicroCAP необходимо задать модели приборов. Их параметры указываются в специальном формуляре (Netlist) и библиотечном описании (Library elements used). При загрузке программы появляется главное меню (рис. 10.6). Верхняя строка его указывает на выполняемую операцию. Она вводится нажатием клавиши с буквой, с которой начинается команда. Например, нажатие клавиши H вводит команду помощи (help). При этом на экране появляется полный перечень команд редактирования. С их помощью можно вводить обозначения различных элементов

схемы (резисторов, конденсаторов, транзисторов и т. д.). изменять их расположение, указать тип, соединить друг с другом и т. д.

На рис. 10.6 представлена схема простейшего высоковольтного ключа на мощном ПТ КП803 (в англоязычных терминах KP803), запускаемого от

Help Page Enter Zap Short Begin End Draw Nodes Ctr File Analyze Util Lib Quit

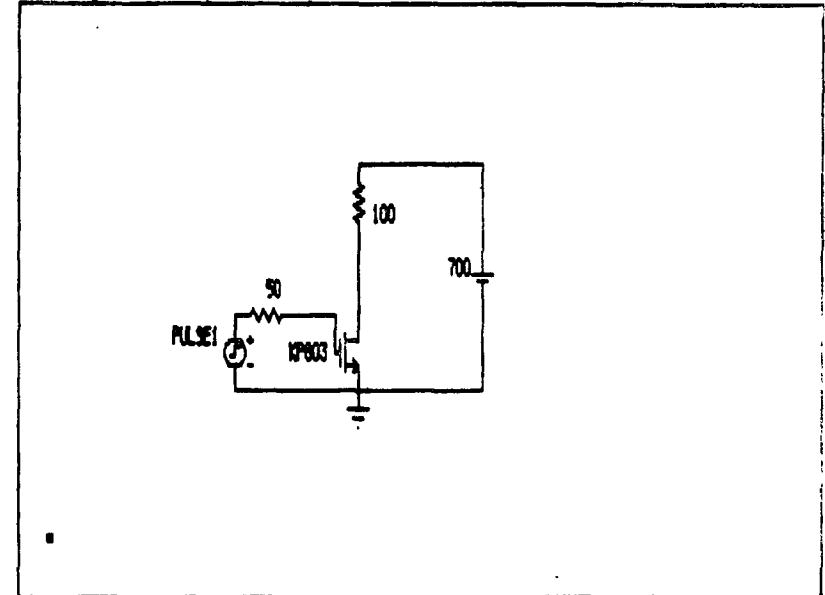


Рис. 10.6. Главное меню программы MicroCAP и введенная схема ключа источника PULSE1 прямоугольных импульсов. На рис. 10.7 приведены данные о схеме и используемых моделях (расшифровка обозначений объясняет)

SW3 NETLIST

NO.	TYPE	A	B	C	D	PARAMETER
11	V(T)		0		3	PULSE1
12	RESISTOR		3		4	50
13	NMOS TRANS.		4	0	1	KP803
14	RESISTOR		2		1	100
15	BATTERY		0		2	700

LIBRARY ELEMENTS USED

PULSE1			
P0= 0	P1= 20	P2= .0000001	P3= 1.1E-07
P4= .0000003	P5= 3.1E-07	P6= .01	
KP803			
BETA= .08	VTO= 3.1	CGD= 7.5E-12	CGS= 8E-10
RD= 4	RS= 0	BETC= 0	VTTC= 0.5000E-02
CGC= 5E-12	GAMA= 0	LAMB= .00003	FHI= .6
COUT= 2E-11			

Рис. 10.7. Формуляр с данными схемы ключа (см. рис. 10.6)

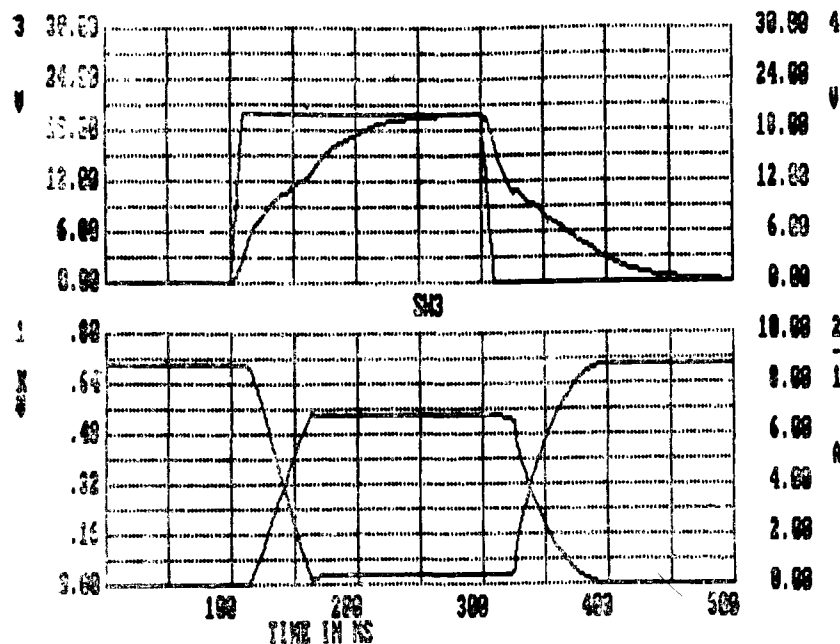


Рис. 10.8. Переходные процессы ключа, показанного на рис. 10.6

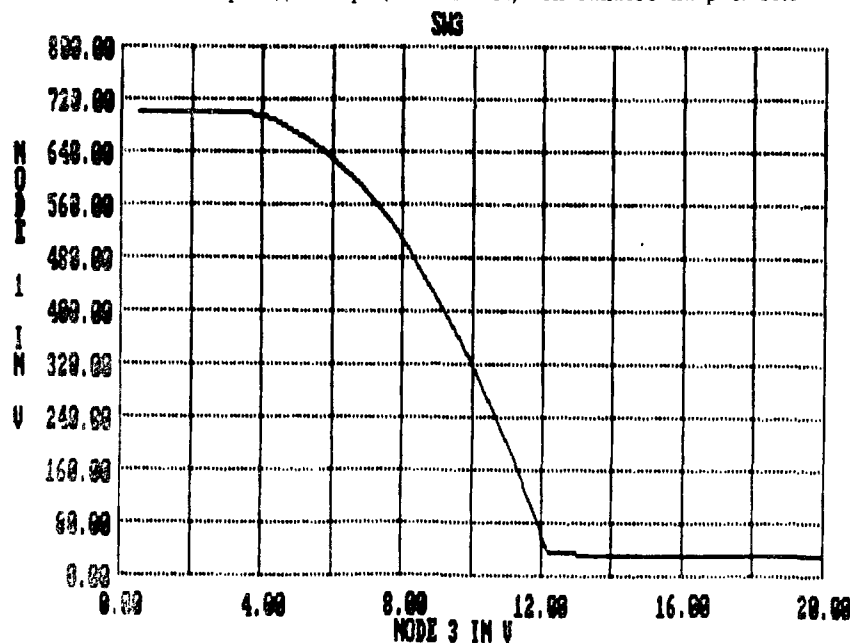


Рис. 10.9. Передаточная характеристика каскада, приведенного на рис. 10.6, для режима постоянного тока

ся в программе MicroCAP). Программа обеспечивает четыре режима анализа: 1 — расчет и построение переходных процессов; 2 — построение передаточной характеристики на постоянном токе; 3 — малосигнальный анализ на переменном токе; 4 — спектральный анализ.

На рис. 10.8 представлены результаты расчета переходных процессов. Верхний рисунок дает зависимость $u(t)$ входного сигнала и напряжения $u_C(t)$. Нижний рисунок — напряжение $u_C(t)$ и ток $i_C(t)$. Нетрудно заметить, что времена включения и выключения составляют около 100 нс (переключается ток до 7 А и напряжение на стоке около 700 В). Видно также, что скорость переключения ограничена временами заряда и разряда входной емкости (тысячи пикофарад у КП803).

На рис. 10.9 дан расчет передаточной характеристики ключа, т. е. зависимости $u_C(u_C)$. MicroCAP при этом разрывает емкостные ветви и закорачивает индуктивные. Для малосигнального анализа достаточно заменить источник PULSE1 на источник постоянной ЭДС. На рис. 10.10 пред-

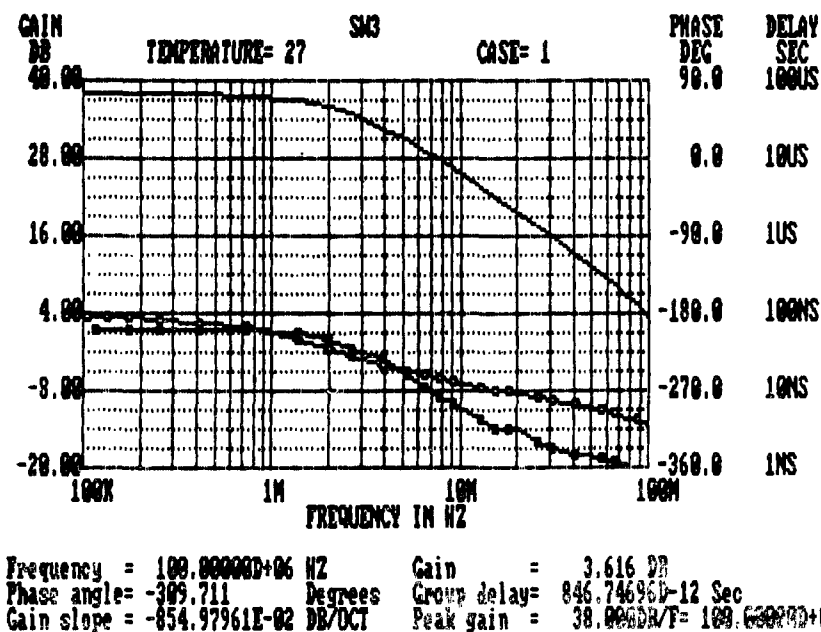


Рис. 10.10. Частотные зависимости коэффициента передачи, фазового сдвига и временной задержки

ставлен расчет АЧХ (непрерывная линия), ФЧХ (незаштрихованные квадратики) и групповой задержки (темные квадратики). В этом случае схема рассматривается не как ключ, а как каскад с общим истоком. Нетрудно заметить, что даже для столь мощного и сильноточного прибора, как КП803 ($I_{C \max} = 3$ А, $U_{C \max} = 800$ В), частотные искажения появляются лишь при $f > 2$ МГц.

На рис. 10.11 приведена схема ключа на другом приборе — КП701. В цепи стока используется резисторно-индуктивная цепь. Формуляр схемы показан на рис. 10.12. Как видно из графиков переходных процессов (рис. 10.13), наличие индуктивности привело к характерному затухающему колебательному процессу в конце действия входного импульса.

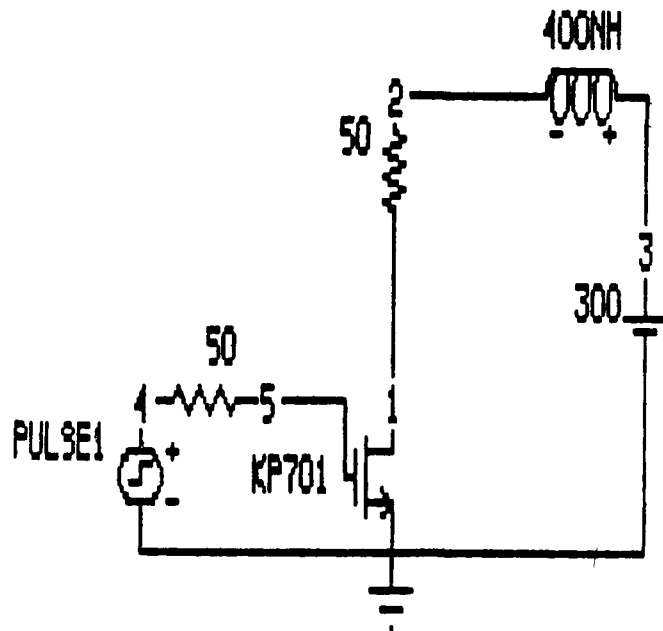


Рис 10.11 Ключ с индуктивной коррекцией в цепи стока мощного ПТ

SW1 NETLIST						
NO	TYPE	A	B	C	D	PARAMETER
9	RESISTOR		4		5	50
11	V(T)		0		4	PULSE1
12	BATTERY		0		3	300
13	RESISTOR		1		2	50
14	NMOS TRANS		5	0	1	KP701
15	INDUCTOR		2		3	400NH

LIBRARY ELEMENTS USED			
PULSE1	P0= 0	P1= 20	P2= 0000001
	P4= 0000003	P5= 3.1E-07	P8= 01
KP701	BETA= 22	VTO= 7.5	CGD= 2E-11
	RD= 2	RS= 0	BETC= 0
	CGC= 0	GAMA= 0	LAMB= 00003
	COUT= 1.2E-10		CGS= 7.5E-10
			VTT= 0.5000E-02
			PHI= 6

Рис 10.12 Формуляр схемы, приведенной на рис 10.11

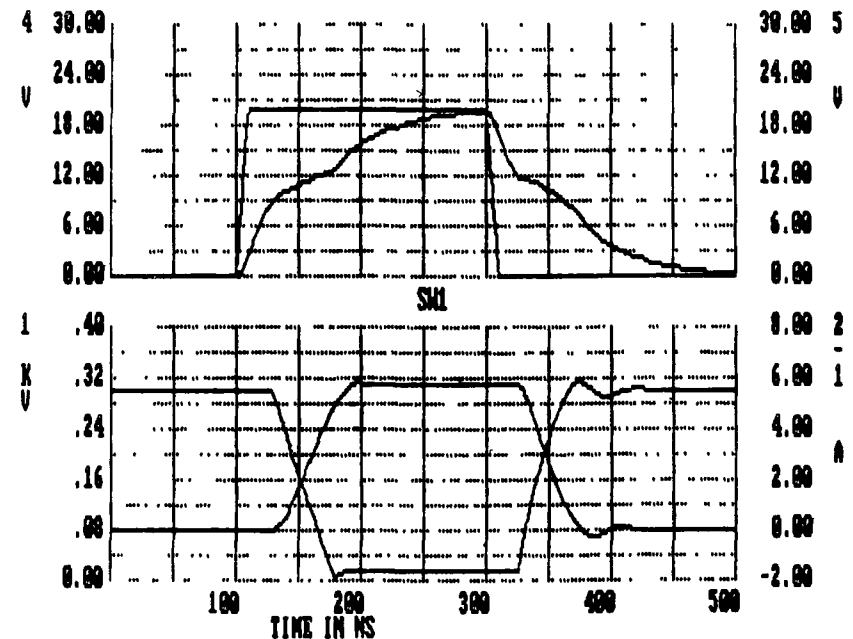


Рис. 10.13 Переходные процессы ключа, приведенного на рис. 10.11

Временные и энергетические параметры импульсов рассчитываются с погрешностью до 15-20%. Значительно выше погрешность расчета отдельных деталей переходных процессов — напряжений отпирания и запираания транзистора, остаточного напряжения. Из-за неточности моделей она достигает 30-40%. К сожалению, программы класса MicroCAP закрыты для пользователей и в них нельзя использовать точные аппроксимации для ВАХ и зависимостей емкостей от напряжений. Поэтому представляют интерес результаты моделирования по специализированным программам.

В [192] полностью описана методика моделирования ключа, приведенного на рис. 10.14, на мощном ВМДП транзисторе. Работа ключа описыва-

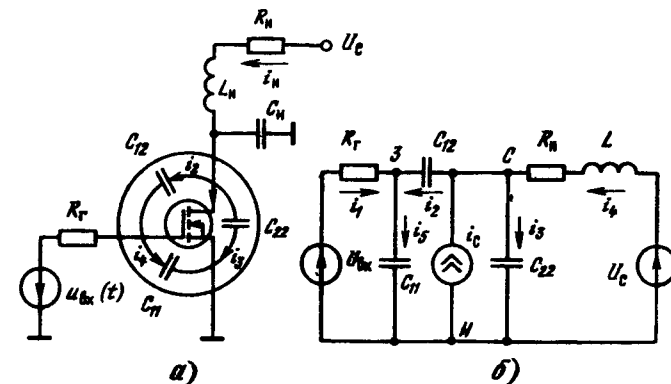


Рис 10.14. Схема каскада с общим истоком (ключа) на мощном ВМДП-транзисторе

ется системой нелинейных дифференциальных уравнений:

$$\begin{aligned} du_{3И}/dt &= (i_1 + i_2)/C_{11}; \quad du_{СИ}/dt = i_3/(C_{22} + C_H); \\ \frac{di_H}{dt} &= \frac{E_c - i_H R_H - u_{СИ}}{L_H}; \quad i_1 = \frac{u_{вх}(t) - u_{3И}}{R_r}; \\ i_2 &= \left(\frac{i_H - i_C (u_{3И} \cdot u_{СИ})}{C_{22} + C_H} - \frac{i_1}{C_{11}} \right) / \left(\frac{1}{C_{11}} + \frac{1}{C_{22} + C_H} + \frac{1}{C_{12}} \right); \\ i_3 &= i_H - i_C - i_2. \end{aligned} \quad (10.1)$$

При составлении системы уравнений учитывались паразитные емкости и индуктивности нагрузки. Для описания ВАХ ВМДП-транзисторов использовалась аппроксимация вида [49]

$$I_C(U_{3И}, U_{СИ}) = M [1 - \exp(-k U_{СИ}/M)]; \quad (10.2)$$

$$M = (I_S - I_{ост}) \left[1 + \tanh \frac{S(U_{3И} - U_S)}{I_S} \right] + I_{ост}, \quad (10.3)$$

где I_S , U_S , S , k — коэффициенты аппроксимации; $I_{ост}$ — неуправляемый ток транзистора. Следует также отметить, что входные емкости ВМДП-транзисторов остаются практически постоянными в широком диапазоне изменения $U_{3И}$, тогда как выходные и проходные емкости имеют явно выраженный нелинейный характер. Зависимость последних от напряжения $U_{СИ}$ аппроксимировалась выражениями

$$C_{12} = C_{12\text{мин}} + A \exp(-B U_{СИ}); \quad (10.4)$$

$$C_{22} = C_{22\text{мин}} + C \exp(-D U_{СИ}), \quad (10.5)$$

где A , B , C , D — коэффициенты аппроксимации. Эти коэффициенты были рассчитаны на ЭВМ методом наименьших квадратов с использованием экспериментальных зависимостей I_C и C от межэлектродных напряжений (табл. 10.4). На рис. 10.15 представлены зависимости $I_{СИ} = f(U_{3И}, U_{СИ})$

Таблица 10.4. Параметры мощных СВЧ ВМДП-транзисторов, необходимые для моделирования схем

Параметр	Значение параметра транзистора			Параметр	Значение параметра транзистора		
	КП901А	КП912А	КП913А		КП901А	КП912А	КП913А
$U_{СИ\text{ макс}}, \text{ В}$	50	100	50	$C_{22\text{ мин}}, \text{ пФ}$	65	200	130
$I_C, \text{ А при}$				$I_S, \text{ А}$	5,25	13,5	11
$U_{СИ} = U_{3И} =$				$U_S, \text{ В}$	9	9	12,6
$= 20 \text{ В}$	7,5	14	18	$S, \text{ А/В}$	1,4	4	2,72
$P_{\text{рас}}, \text{ Вт}$	60	40	100	k	0,62	0,38	0,7
$S_0, \text{ А/В}$	0,65	1,5	1,6	$A, \text{ пФ}$	23	12,7	35
$C_{11}, \text{ пФ}$	180	470	350	$B, \text{ 1/В}$	0,27	0,13	0,088
$R_{\text{св вкл}}, \text{ Ом}$	1,2	0,5	0,7	$C, \text{ пФ}$	420	200	659
$I_{\text{ост}}, \text{ мА}$	20	15	100	$D, \text{ 1/В}$	0,39	0,069	0,33
$C_{12}, \text{ пФ}$	3,5	15	8				

и $C_{12}, C_{22} = f(U_{СИ})$ для транзистора КП913 (эксперимент — непрерывные линии, результаты расчета по приведенным выражениям — кружки). Данная система уравнений совместно с (10.2) — (10.5) образует полную математическую модель формирователя. Решение этой системы проводилось на ЭВМ методом Рунге—Кутты 4-го порядка при экспоненциальном сигнале управления, который наиболее полно отражает реальное входное воздействие.

Для определения КПД в таком формирователе необходимо определить потери в транзисторе P_T и мощность, потребляемую от сети P_c :

$$P_T = P_{СИ} + P_{ТП} = \frac{1}{T} \int_0^T u_T(t) i_H(t) dt + \frac{1}{T} \int_{t_H}^T u_T(t) i_H(t) dt; \quad (10.6)$$

$$P_c = P_{СИ} + P_{СП} = \frac{1}{T} \int_0^T E_c i_H(t) dt + \frac{1}{T} \int_{t_H}^T E_c i_H(t) dt. \quad (10.7)$$

Первые слагаемые в этих выражениях определяют потери в транзисторе во время формирования рабочего импульса тока, вторые описывают энергетическое состояние во время паузы. Следует отметить, что при большой скважности импульсов для экономии машинного времени $P_{ТП}$ и $P_{СП}$ определялись из аналитического решения вторых членов (10.6) (10.7): $P_{ТП} = I_{ост}(U_c - I_{ост} R_H)(T - t_H)/T$; $P_{СП} = U_c I_{ост}(T - t_H)/T$. Тогда КПД формирователя $\eta = 1 - P_T/P_c$. Мощность, необходимая для управления,

$$P_y = \frac{1}{T} \int_0^T i_1^2(t) R_r dt.$$

Так как при расчете переходного процесса на каждом шаге интегрирования дифференциальных уравнений рассчитываются мгновенные значения

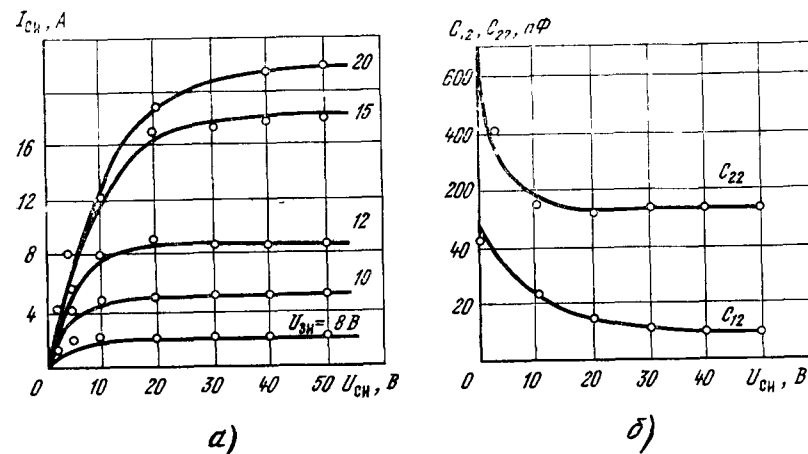


Рис. 10.15. Аппроксимация семейства ВАХ (а) и емкостей C_{22} и C_{12} (б) — кружки на фоне экспериментальных кривых

токов и напряжений, то одновременно определяются энергетические параметры. Для этого используется метод трапеций, реализованный, к примеру, для $P_{тн}$ следующим выражением:

$$P_{тн} = \frac{\Delta t}{2} [u_T(0) i_n(0) + 2u_T(t_1) i_n(t_1) + 2u_T(t_2) i_n(t_2) + \dots + u_T(t_n) i_n(t_n)]$$

Как показало моделирование, мощность по цепи управления мала и в дальнейшем она не рассматривается. При анализе результатов расчета оказалось, что основные потери мощности происходят во время паузы. Это связано с тем, что остаточный ток ВМДП-транзисторов достигает нескольких десятков миллиампер, что является их существенным недостатком. КПД таких формирователей при большой скважности импульсов с учетом потерь мощности во время паузы между импульсами токов может оказаться около 10% и меньше. Однако потребляемая мощность и в этом случае невелика (единицы ватт). При высоких требованиях к КПД необходимо организовать импульсное питание самого формирователя, т. е. во время паузы ($T-t_n$) отключать формирователь от источника постоянного напряжения. Это целесообразно для аппаратуры с автономным питанием от аккумуляторных батарей.

Как видно из таблицы 10.4, максимальный ток, который могут переключать серийные ВМДП-транзисторы, составляет примерно 20 А. Поэтому для получения больших токов необходимо использовать параллельное включение этих приборов. На рис. 10.16 представлены результаты расчета

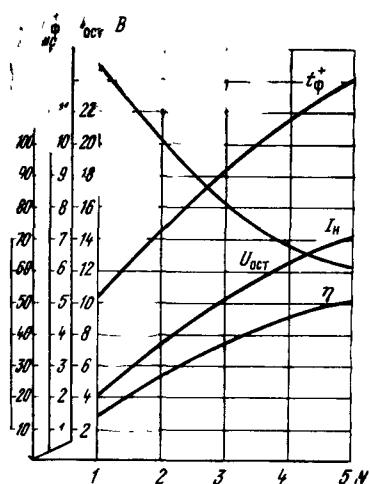


Рис. 10.16. Зависимости $t_{ф+}$, I_n , $U_{ост}$ и КПД от числа N исследуемых транзисторов

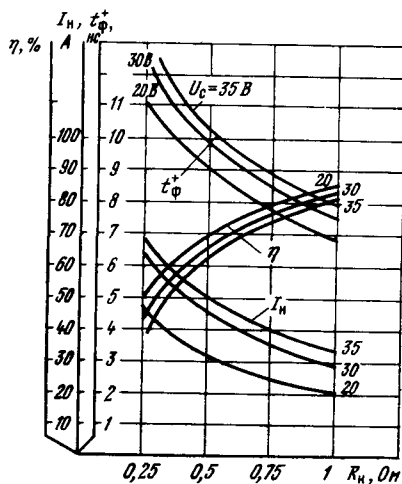


Рис. 10.17. Зависимости $t_{ф+}$, I_n и КПД от напряжения питания U_c и сопротивления нагрузки R_n (ключ из четырех параллельно включенных транзисторах КП913)

моделирования: $U_c=30$ В, $R_n=0,25$ Ом, $U_{вх}=20$ В, $R_r=10$ Ом, $\tau_{вх}=2,5$ нс, $t_n=75$ нс, $F=3$ кГц. При моделировании формирователя с параллельным включением n транзисторов они рассматривались как один прибор с эквивалентной крутизной $S=S_1+S_2+\dots+S_n$, током $I_S=I_{S1}+I_{S2}+\dots+I_{Sn}$ и напряжением $U_S=(U_{S1}+U_{S2}+\dots+U_{Sn})/N$. Как следует из рис. 10.16, при увеличении числа используемых транзисторов или, что то же самое, при увеличении суммарной крутизны одного прибора коммутируемый ток и КПД увеличиваются, но одновременно возрастает и длительность фронта. Это связано с тем, что при параллельном включении транзисторов увеличивается суммарная входная емкость, а она главным образом и определяет время переключения тока в нагрузке.

Экспериментальное исследование распределения тока между параллельно включенными транзисторами с помощью датчиков тока показало, что разброс токов обусловлен разбросом крутизны. Он не превышает 10...15% при запуске транзисторов импульсами с большой амплитудой (15...20 В) и высокой скоростью нарастания ($\tau_{вх}=2...3$ нс).

На рис. 10.17 представлены результаты моделирования при использовании четырех транзисторов типа КП913, включенных параллельно. Ток, который может переключать такая сборка, оказывается достаточным для импульсного электропитания большинства полупроводниковых лазерных диодов и лазерных светоизлучающих решеток. При параллельном соединении ключевых каскадов амплитуда тока может быть доведена до 50...100 А.

Ключ (см. рис. 10.14) в [146] моделировался и с помощью программы NAR-2. Там же проведено моделирование каскада с общим истоком (рис. 10.18, а) с применением эквивалентной схемы (рис. 10.18, б) и описан-

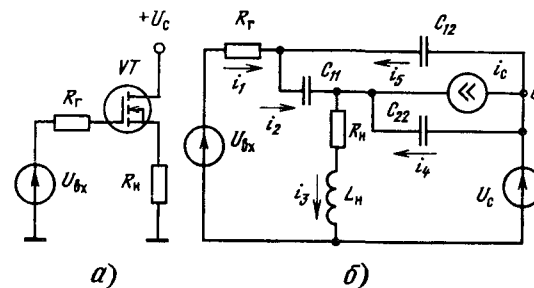


Рис. 10.18. Каскад с общим стоком (а) и его эквивалентная схема (б)

ных выше аппроксимаций для ВАХ и емкостей транзистора. На рис. 10.19 представлены результаты моделирования (штриховые линии) для схем с

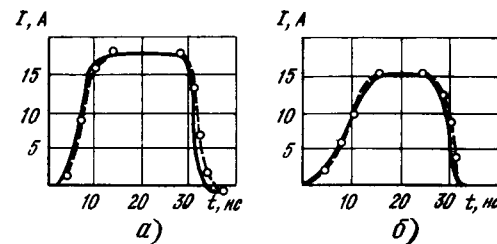


Рис. 10.19. Результаты моделирования каскада с общим истоком (а) и общим стоком (б) с помощью программы NAR-2

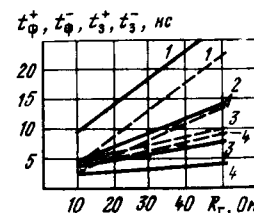


Рис. 10.20. Зависимости временных параметров от сопротивления R_r

$t_{ф+}$, I_n , $U_{ост}$ и η без учета потерь в паузе при разном числе используемых транзисторов КП913. Эти зависимости получены при следующих данных

общим истоком и стоком, а также снятые экспериментально временные зависимости выходного тока (непрерывные линии). Высокая степень совпадения результатов обусловлена заданием в моделях программы NAR-2 достаточно точных аппроксимаций.

На рис. 10.20 представлены зависимости времен переключения t_{ϕ} и задержки t_d для ключевого каскада на ВМДП-транзисторе КП913 с общим стоком (непрерывные линии) и с общим истоком (штриховые линии) от сопротивления генератора R_g источника входных импульсов. Можно сделать вывод, что с ростом R_g временные параметры выходных импульсов существенно ухудшаются. Эти результаты получены при следующих данных: $U_c = 30$ В, $U_{нх\max} = 20$ В, $t_{нх} = 2,5$ нс, $t_{н} = 25$ нс, $R_g = 10$ Ом, $R_n = 0,25$ Ом, $L_n = 2$ нГн (параметры МДП-транзистора указаны в табл. 10.4).

Моделирование каскадов позволило сделать ряд выводов. Амплитуда импульсов тока при низкоомной нагрузке ограничена верхним загипсом передаточной характеристики мощных ВМДП-транзисторов и на практике равна $2I_s$ (см. табл. 10.4). Минимальное напряжение питания, при котором обеспечивается такая амплитуда импульсов, составляет $U_{с\min} \approx 45$ В. Увеличение U_c сверх $U_{с\min}$ практически не ведет к росту амплитуды импульсов тока. Амплитуда импульсов $i_{нх}(t)$, обеспечивающая полную раскачку каскадов, составляет около 20 В для каскада с общим истоком и около 24 В для каскада с общим стоком (при $R_n \rightarrow 0$ эта разница исчезает).

Благодаря существенной нелинейности передаточной характеристики режим работы каскада с общим истоком легко сделать близким к ключевому. Это обеспечивает сокращение длительности фронтов выходных импульсов, особенно с ростом R_n . Однако заряд и разряд большой входной емкости $C_{вх}$ до пороговых напряжений начала включения и выключения транзисторов обуславливают наличие временных задержек t_{d+} и t_{d-} . Моделирование показало, что на t_{d+} и t_{d-} существенно влияние оказывает и индуктивность L_n . При $L_n > 0,25 C_{вх} R_n^2$ временная зависимость $i_c(t)$ приобретает характерный выброс, перерастающий (при больших L_n) в колебательный процесс.

Из-за отрицательной обратной связи по напряжению в каскаде с общим стоком нелинейность передаточной характеристики оказывается слабее и получить в нем режим ограничения I_c труднее. Поэтому значения t_{d+} и t_{d-} каскада с общим стоком оказываются несколько хуже, чем у каскада с общим истоком (при $R_n \rightarrow 0$, $L_n \rightarrow 0$ эта разница исчезает). Интересной особенностью каскада с ОС является меньшее значение временных задержек t_{d+} и t_{d-} фронтов. Это объясняется прямым прохождением входных импульсов на вход через емкость $C_{вх}$. Следует также отметить, что в каскаде с общим стоком один конец нагрузки заземляется, что облегчает ее установку на теплоотводящем радиаторе. Указанные обстоятельства делают каскад с общим стоком предпочтительным при малых R_n .

В [57] проведено сравнение результатов моделирования каскада с общим истоком на мощном МДП-транзисторе КП905 с горизонтальным каналом для двух случаев: когда емкости структуры постоянны и когда учитывается их нелинейность. Оказалось, что усреднение емкостей допустимо, если работа транзистора происходит на пологих участках ВАХ. В противном случае результаты расходятся вдвое. В [57] предложена базирующаяся на физическом анализе аппроксимация для зависимости емкостей от напряжения на стоке.

10.4. Моделирование ключей со схемами запуска

Из результатов предшествующего параграфа следует, что для уменьшения времен переключения ключей нужно прежде всего уменьшать сопротивление генератора R_g источника входных сигналов. Однако даже специализированные импульсные генераторы имеют $R_g = 50$ или 75 Ом, что мно-

го выше оптимальных значений $R_g = 5 \dots 10$ Ом для запуска мощных МДП-транзисторов (особенно сильноточных, имеющих входные емкости до нескольких тысяч пикофард). Поэтому сильноточные ключи, как правило, запускаются от специальных схем запуска.

За рубежом реализуется возможность запуска ВМДП-транзисторов с выхода ТТЛ-микросхем. Однако такая возможность скорее является рекламной, чем реальной, поскольку перепад напряжения 3,5...4 В от ТТЛ-микросхем недостаточен для запуска большинства ВМДП-транзисторов, а работа ТТЛ-микросхем на емкостную нагрузку в тысячи пикофард недопустима.

Моделирование ключей вместе со схемами запуска существенно сложнее, чем простых ключей. При этом требуется решение нелинейных систем из 10...12 дифференциальных уравнений. Составление их по эквивалентной схеме под силу лишь опытным математикам. Поэтому анализ и моделирование таких схем целесообразны лишь с помощью универсальных программ моделирования электронных схем с топологическим вводом данных о схеме. Ниже описаны некоторые результаты моделирования с помощью программы Micro CAP.

Одной из наиболее простых и эффективных схем запуска является повторитель на комплементарных биполярных транзисторах. В первом приближении он уменьшает R_g в $\beta+1$ раз. На рис. 10.21 представлены полная

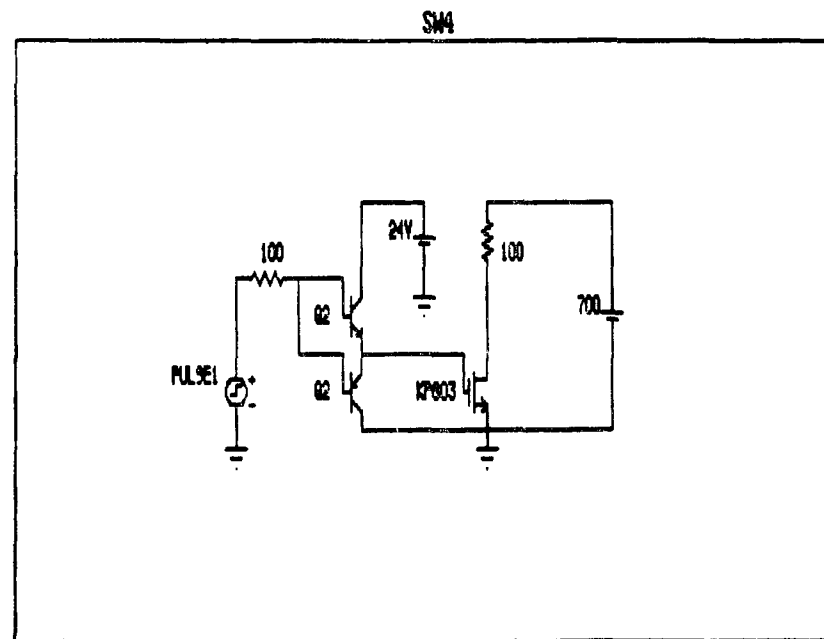


Рис. 10.21. Схема ключа с каскадом запуска на комплементарных биполярных транзисторах

схема ключа на мощном ВМДП-транзисторе с каскадом запуска на комплементарных биполярных транзисторах. Формуляр этой схемы с данными библиотечных элементов дан на рис. 10.22. Результаты моделирования переход-

ных процессов в схеме рис. 10.20 представлены на рис. 10.23. Сравнение их с аналогичными данными для обычного ключа (см. рис. 10.6 и 10.7) показывает уменьшение времен переключения в несколько раз.

		SW3 NETLIST				
NO	TYPE	A	B	C	D	PARAMETER
11	NMOS TRANS		3	0	1	KP803
12	RESISTOR		2		1	100
13	BATTERY		0		2	700
15	PNP TRANS		4	0	3	Q2
16	NPN TRANS		4	3	5	Q2
23	BATTERY		0		5	24V
24	V(T)		0		6	PULSE1
25	RESISTOR		8		4	100

LIBRARY ELEMENTS USED

KP803			
BETA= .06	VTO= 3.1	CGD= 7.5E-12	CGS= 6E-10
RD= 4	RS= 0	BETC= 0	VTTTC=0.5000E-02
CGC= 5E-12	GAMA= 0	LAMB= .00003	PHI= .6
COUT= 2E-11			

Q2			
BF= 50	BR= 1	BTC= 2000	IS= 1E-14
EG= 1.11	CJCO= 1E-12	CJBO= 2E-12	RB= 0
RC= 0	VA= 50	TF= 2E-10	TR= 6E-09
MJC= .33	VJC= .75	MJE= .33	VJE= .75
CSUB= 1E-12			

Q2			
BF= 50	BR= 1	BTC= 2000	IS= 1E-14
EG= 1.11	CJC0= 1E-12	CJ80= 2E-12	RB= 0
RC= 0	VA= 50	TF= 2E-10	TR= 6E-09
MJC= .33	VJC= .75	MJE= .33	VJE= .75
CSUB= 1E-12			

```
PULSE1
P0= 0          P1= 20          P2= .0000001      P3= 1.1E-07
P4= .0000003   P5= 3.1E-07     P6= .01
```

Рис. 10.22. Формуляр схемы рис. 10.20

Для запуска мощных МДП-транзисторов могут использоваться микросхемы на комплементарных ПТ с напряжением питания до 12...20 В. На рис. 10.24 представлена схема ключа, запускаемого от трех комплементарных инверторов. Включение трех инверторов обеспечивает обострение фронтов их выходных импульсов. Формуляр этой схемы представлен на рис. 10.25, а результаты моделирования переходных процессов — на рис. 10.26. Из рис. 10.25 можно сделать вывод, что КМДП-инверторы способны раскочать ключ на мощном УМДП-транзисторе. Однако времена переключения ключа оказываются хуже, чем при запуске от повторителя на комплементарных биполярных транзисторах. Схема на рис. 10.23 показывает на реальную возможность создания микросхем, содержащих силовой ключ с встроенной схемой запуска на ПТ (такие микросхемы уже созданы за рубежом).

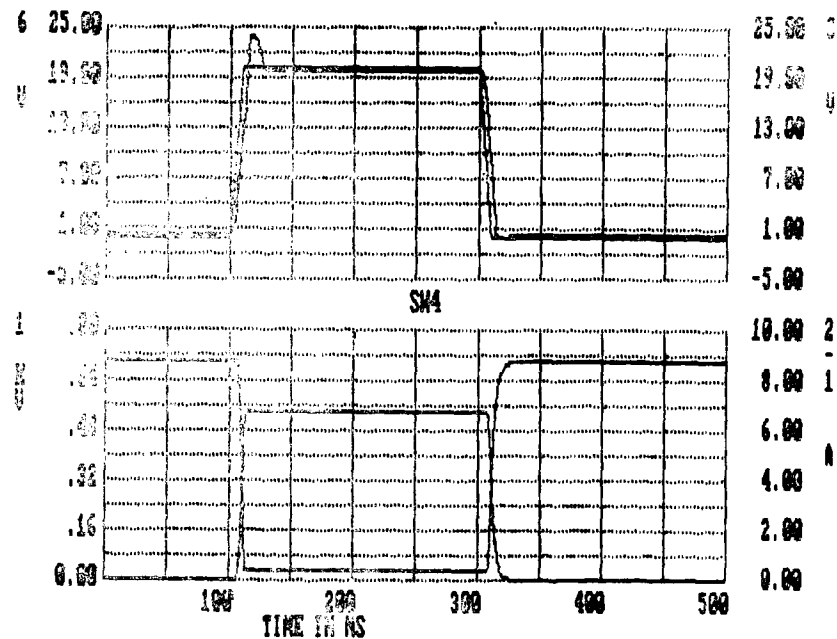


Рис. 10.23. Переходные процессы схемы рис. 10.21 (полученные с помощью программы MicroCAP)

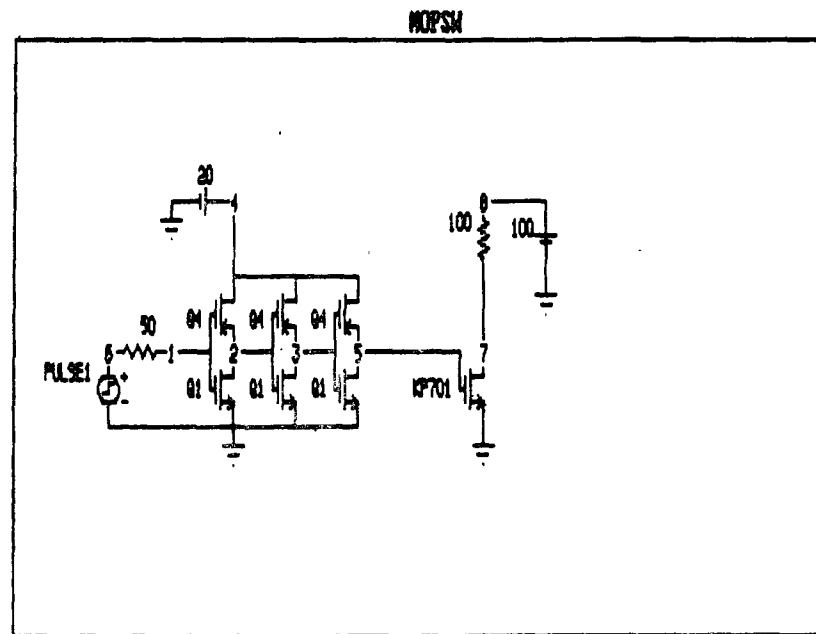


Рис. 10.24. Ключ с запуском от КМДП-инверторов

MOPSW NETLIST				
NO.	TYPE	A	B	C D
1	NMOS TRANS.		1	0 2
2	NMOS TRANS.		2	0 3
10	NMOS TRANS.		3	0 5
11	PMOS TRANS.		3	4 5
12	PMOS TRANS.		1	4 2
13	PMOS TRANS.		2	4 3
16	V(T)		0	
18	NMOS TRANS.		5	0 7
20	RESISTOR		7	
22	BATTERY		0	
25	BATTERY		0	
26	RESISTOR		6	1

PARAMETER
Q1
Q1
Q1
Q4
Q4
Q4
PULSE1
KP701
100
100
20
50

LIBRARY ELEMENTS USED

Q1
BETA= .22 VTO= 7.5 CGD= 2E-11 CGS= 7.5E-10
RD= 2 RS= 0 BETC= 0 VTTC=0.5000E-02
CGC= 0 GAMA= 0 LAMB= .00003 PHI= .6
COUT= 1.2E-10

Q4
BETA= .01 VTO=-2 CGD= 1E-12 CGS= 1E-12
RD= 0 RS= 0 BETC= 1500 VTTC=0.5000E-02
CGC= 5E-12 GAMA= .5 LAMB= .001 PHI= .6
COUT= 1E-14

PULSE1
PG= 0 P1= 20 P2= .0000001 P3= 1.1E-07
P4= .0000003 P5= 3.1E-07 P6= .01

KP701
BETA= .22 VTO= 7.5 CGD= 2E-11 CGS= 7.5E-10
RD= 2 RS= 0 BETC= 0 VTTC=0.5000E-02
CGC= 0 GAMA= 0 LAMB= .00003 PHI= .6
COUT= 1.2E-10

Рис. 10.25. Формуляр схемы, приведенной на рис. 10.23

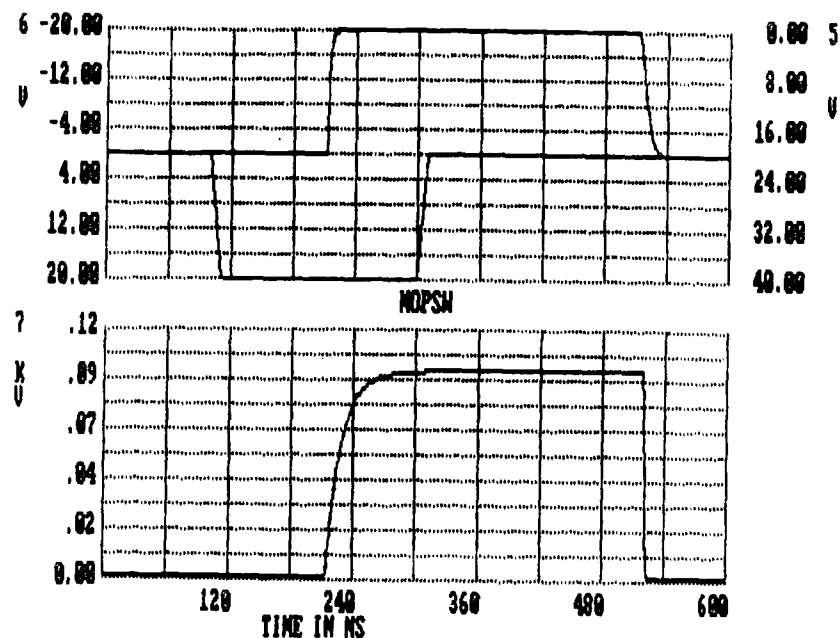


Рис. 10.26. Переходные процессы в схеме, приведенной на рис. 10.23

10.5. Моделирование двухтактных ключей и инверторов

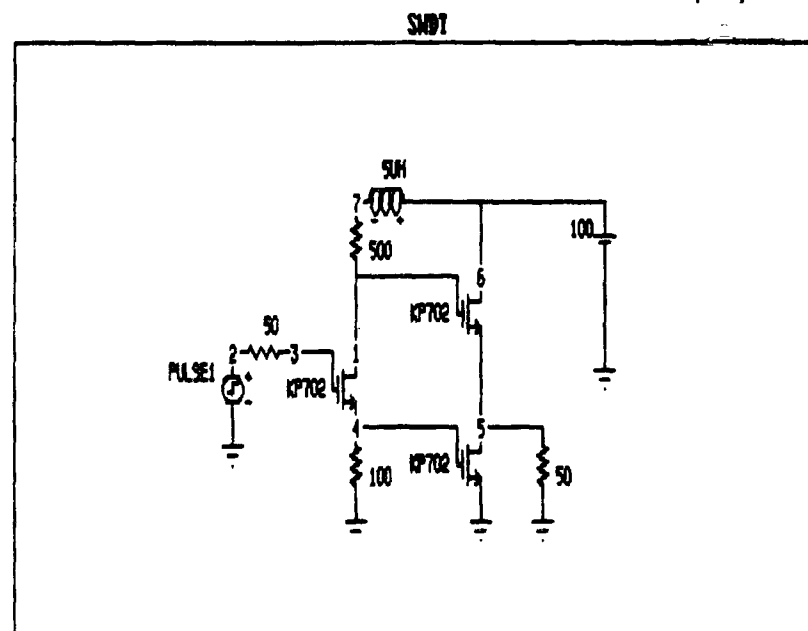


Рис. 10.27. Двухтактный ключ

10.5. Моделирование двухтактных ключей и инверторов

Двухтактные ключи являются скоростными переключающими схемами, способными работать на емкостную и низкоомную нагрузку. На рис. 10.27 представлена схема двухтактного ключа на высоковольтных мощных ВМДП-транзисторах КР702. Формуляр этой схемы не приводится, поскольку параметры приборов КР702 описывались ранее. Для оптимизации временных параметров двухтактного ключа первый транзистор желательно брать менее мощным, чем оконечные транзисторы, так как он имеет меньшие времена переключения. Однако в данной схеме все транзисторы взяты высоковольтными и одинаковыми.

На рис. 10.28 представлены результаты моделирования двухтактного ключа, приведенного на рис. 10.27. Можно заметить, что ключ имеет малое

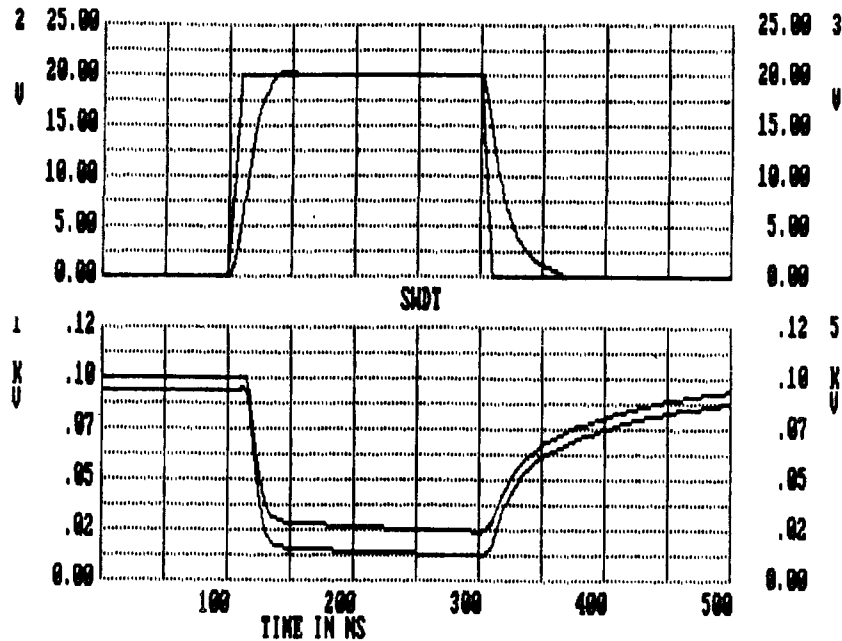


Рис. 10.28. Переходные процессы в схеме, приведенной на рис. 10.27

время включения (около 20 нс) и довольно значительное (до 100 нс) время выключения. Последнее связано с большими емкостями структуры приборов КР702. Результаты моделирования ключей на СВЧ-транзисторах с горизонтальным каналом КР905, КР907, КР908 показывают, что их времена переключения доходят до 1,5...3 нс (при амплитуде выходных импульсов до 40 В).

В преобразователях широкое применение нашли полумостовые инверторы. Схема такого инвертора представлена на рис. 10.29. Здесь импульсные источники PULSE10 и PULSE11 используются для паразитного запуска силовых ключей. Схема несколько идеализирована, так как на практике запуск осуществляется через развязывающие трансформаторы. Тем не менее моделирование такой схемы позволяет наглядно представить протекающие в ней процессы (рис. 10.30).

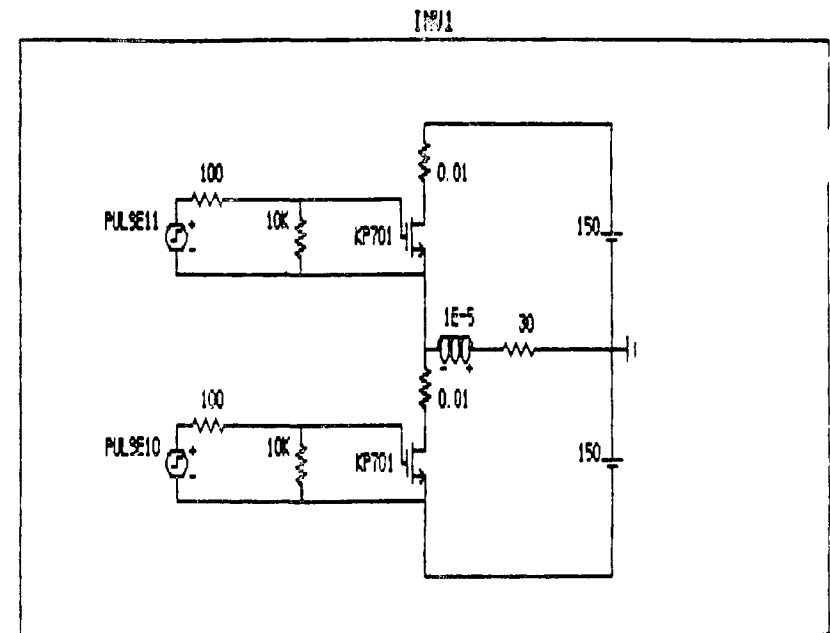


Рис. 10.29. Полумостовой инвертор

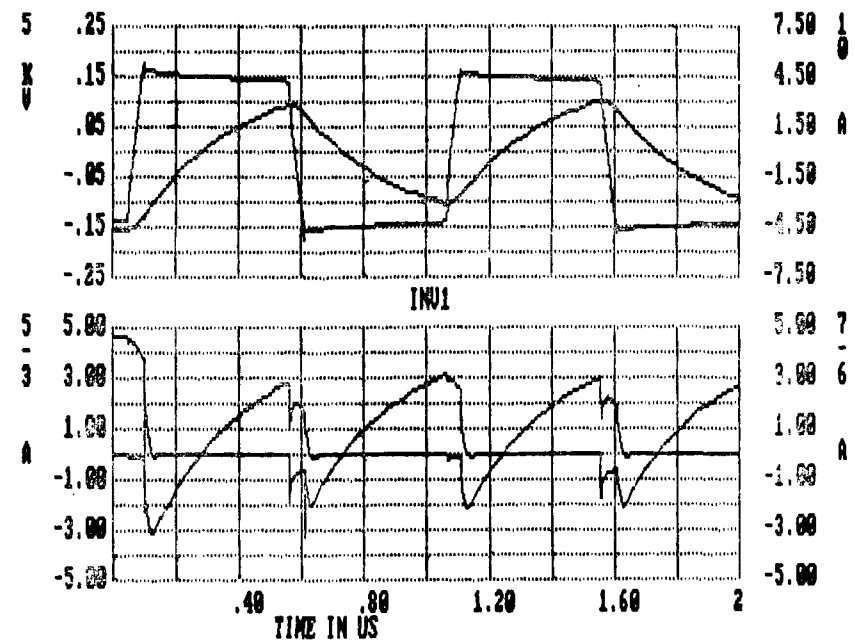


Рис. 10.30. Переходные процессы в схеме, показанной на рис. 10.29

10.6. Моделирование LC -генераторов и резонансных инверторов

Моделирование LC -генераторов с полным включением индуктивности не встречает особых трудностей, поскольку переходные процессы не содержат скачков и резких изменений постоянных времени, способных вызвать расходимость решения. Определенные трудности вызывает моделирование медленного процесса возникновения колебаний, что обусловлено высокой добротностью LC -контура. Эта трудность легко преодолевается в программах с автоматическим изменением шага во времени (MicroCAP, PSPICE NAP-2 и др.).

На рис. 10.31 представлена схема LC-генератора, известная как схема

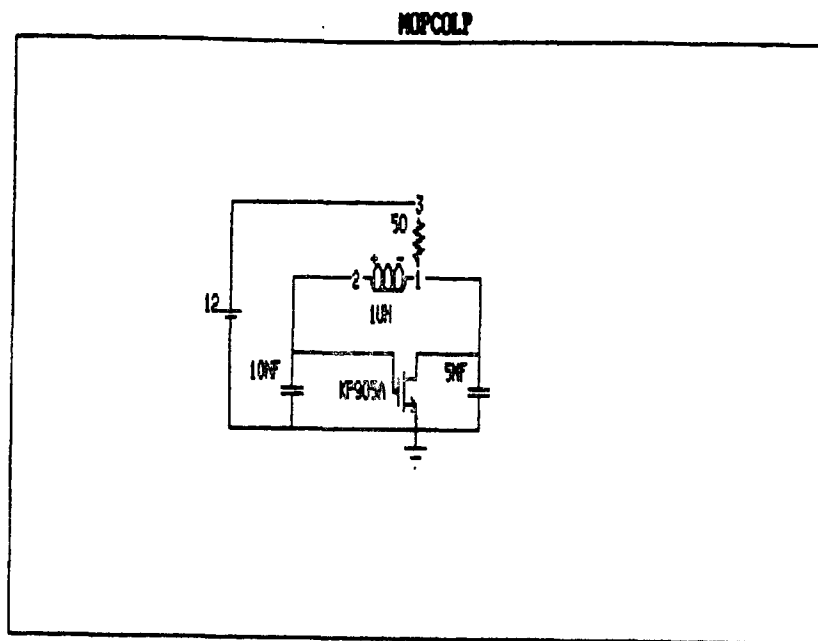


Рис. 10.31. LC-генератор, собранный по схеме Колпитца

Колпитца. В ней применяется П-образный контур, который одновременно является цепью согласования и связи, а также фазосдвигающей цепью. Колебания возникают вблизи резонансной частоты контура при фазовом сдвиге в 180° . Процесс возникновения колебаний в схеме Колпитца иллюстрирует рис. 10.32. Вначале амплитуда колебаний нарастает по экспоненте с положительным показателем. Однако затем начинает проявляться нелинейность прибора, ведущая к ограничению амплитуды колебаний. Результаты моделирования позволяют определить стационарную амплитуду и частоту колебаний, а также оценить их изменение при изменении параметров схемы (на пример, напряжения питания). Моделирование существенно усложняется, если в схеме используются сложные LC-контурь, например, на основе катушек индуктивности с отводом. Части катушек с паразитными емкостями могут образовывать дополнительные LC-контурь, в которых возникают затухающие колебания.

Расчет резонансных усилителей мощности на мощных МДП-транзисторах на ЭВМ рассмотрен в [165]. Анализируется схема (рис. 10.33, а) с автотрансформаторным включением LC -контура. Эквивалентная схема каскада показана на рис. 10.33, б. При анализе используется линейно-экспоненциаль-

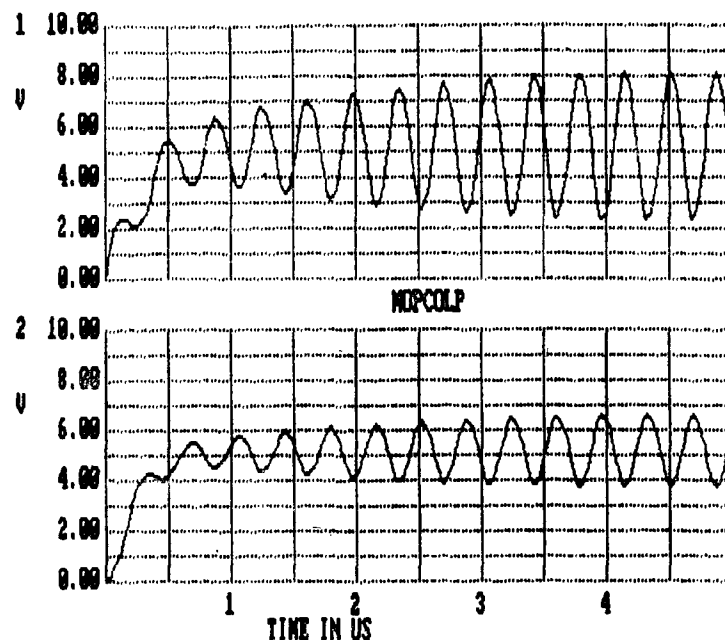


Рис. 10.32. Результаты моделирования схемы, приведенной на рис. 10.31

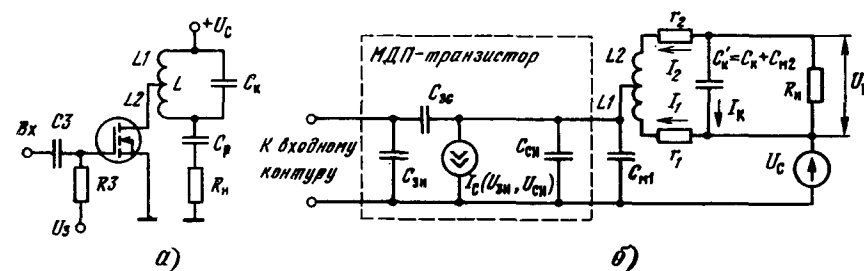


Рис. 10.33. Схема резонансного усилителя мощности с автотрансформаторным включением контура (а) и его эквивалентная схема (б)

ная аппроксимация семейства ВАХ мощного МДП-транзистора с горизонтальным каналом:

$$I_{\text{C}}(U_{3\text{И}}, U_{\text{СИ}}) = S_0 (U_{3\text{И}} - U_0) [1 - \exp[-k U_{\text{СИ}} / (U_{3\text{И}} - U_0)]], \quad (10.8)$$

где U_0 — напряжение отсечки; S_0 — крутизна при $kU_{сж} \gg (U_{сж} - U_0)$. Считаем, что емкость $C_{сж}$ входит в емкость входного контура; $C_{сш}$ — является частью общей емкости цепи стока $C'_{сш} = C_{сш} + C_{м1}$ ($C_{м1}$ — емкость монтажа цепи стока). У серийных приборов емкость $C_{сш}$ весьма мала (на порядок меньше $S_{сж}$). Поэтому при $f < (0,3 \dots 0,5) f_{пред}$ ею можно пренебречь (в действительности она ведет к увеличению емкости $C_{сж}$ из-за эффекта Миллера, что компенсируется уменьшением емкости входного контура).

При косинусоидальном входном сигнале $U_{вх}(t) = U_3 \cos \omega t$ и высокой добротности выходного контура Q_0 напряжение на стоке в первом приближении можно считать косинусоидальным $U_{сш}(t) = U_c - U_{c0} \cos \omega t$, причем

импульсы тока стока характеризуются углом отсечки $\theta = \arccos[(U_a - U_0)/U_{a.m}]$, где $U_{a.m}$ и $U_{c.m}$ — амплитуды переменных составляющих напряжений $U_{ax}(t)$ и $U_{ci}(t)$; U_a — напряжение источника смещения затвора.

У серийных транзисторов $U_0 \approx 0$ и при $U_a = 0$ $\theta = \pi/2$. Исключение источника смещения затвора упрощает схему усилителя, в связи с чем режим его работы при $\theta = \pi/2$ (класс В) является основным и для него выполнен последующий анализ. При этом

$$I_C(t) = S_0 (U_{3m} \cos \omega t - U_0) \left\{ 1 - \exp \left[-\frac{k(E_c - U_{cm} \cos \omega t)}{(U_{3m} \cos \omega t - U_0)} \right] \right\} \quad (10.9)$$

для $(U_{3m} \cos \omega t - U_0) > 0$ и $I_C(t) = 0$ для $(U_{3m} \cos \omega t - U_0) \leq 0$.

Количественный анализ энергетических параметров каскада проводился методом гармонической линеаризации [165] с помощью ЭВМ. С этой целью из разложения зависимости в ряд Фурье рассчитывались постоянная составляющая тока стока I_{c0} и амплитуда первой гармоники I_{c1} . Затем вычислялось эквивалентное сопротивление выходного контура $R_a = U_{cm}/I_{c1}$, колебательная мощность $P_1 = 0,5 I_{c1}^2 R_a$, потребляемая мощность $P_0 = U_a I_{c0}$, КПД по цепи стока $\eta_c = P_1/P_0 = 0,5 I_{c1} U_{cm}/(I_{c0} U_a)$, полезная мощность в нагрузке $P_{пол} = P_1 - P_{пот}$, общий КПД каскада $\eta = P_{пол}/P_0$ и сопротивление нагрузки $R_n \approx \rho^2/(m^2 \rho^2/R_a - \rho/Q_0)$, где $P_{пот} = U_{cm}(2m^2 \rho/Q_0)$ — мощность потерь; $\rho = \sqrt{L/C_k'}$ — характеристическое сопротивление контура; $C_k' = C_k + C_{м2} + mC_{сн}$ — приведенная емкость контура; $m = L_1/L$ — коэффициент включения контура по цепи стока; $C_{м2}$ — емкость монтажа выходной цепи; Q_0 — добротность нагруженного контура.

На рис. 10.34 даны расчетные кривые зависимостей η и $P_{пол}$ каскада на транзисторе КП901 (непрерывные линии) и экспериментальные (штриховые) для $Q_0 = 40$, $U_{a.m} = 10$ В, $U_c = 28$ В, $C_k' = 10\,000$ пФ, $L = 14$ мкГн, $S_0 =$

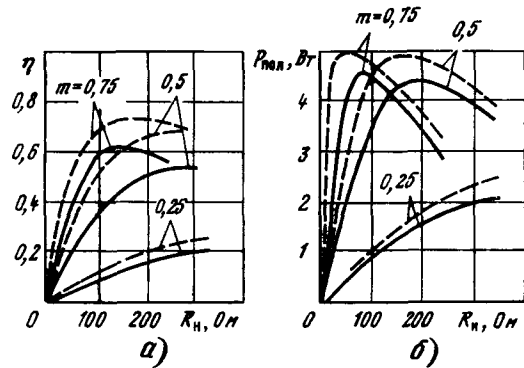


Рис. 10.34. Зависимости КПД (а) и выходной мощности (б) каскада, показанного на рис. 10.33, от сопротивления нагрузки

$= 0,12$ А/В, $U_0 = 0,054$ В и $m = 0,25; 0,5; 0,75$. Аналогичные расчеты были проведены для $U_c = 10$ В, $U_{a.m} = 10$ В и $U_c = 35$ В, $P_{пол} = 30$ В. При этом максимальная отдаваемая мощность составила 1 и 12 Вт соответственно. Расчеты и эксперимент хорошо согласуются и указывают на наличие определенных (до 20...30%) запасов по предельной отдаваемой мощности по сравнению с указанной в ТУ мощностью, равной 10 Вт, на транзистор КП901.

В переходном процессе установления стационарного режима усилителя и в стационарном перенапряженном режиме нарушается основная предпосылка метода гармонической линеаризации о косинусоидальном характере

зависимости напряжения на стоке МДП-транзистора. Кроме того, при больших значениях U_{3m} режим работы становится близким к ключевому. Так как собственное время переключения транзисторов составляет доли-единицы наносекунд, то при быстром переключении в выходном контуре могут возникнуть высокочастотные ударные колебания.

Для уточнения формы колебаний в устройстве была использована полная нелинейная математическая модель выходной цепи усилителя, имеющая вид системы дифференциальных уравнений состояния:

$$C_{c0} \frac{dU_{CI}}{dt} = I_1 + I_2 - I_C(U_{3I}, U_{CI}); \quad C_{k0} \frac{dU_K}{dt} = I_2 - U_K/R_n. \quad (10.10)$$

$$L_1 \frac{dI_1}{dt} = U_C - I_1 r_1 - U_{CI}; \quad L_2 \frac{dI_2}{dt} = U_C - U_K - I_2 r_2 - U_{CI},$$

где $C_{c0} = C_{сн} + C_{м1}$; $C_{k0} = C_k + C_{м2}$; $I_C(U_{3I}, U_{CI})$ определяется выражением (10.8).

Для улучшения сходимости и уменьшения времени вычислений интегрирование системы (10.10) выполнялось на ЭВМ неявным методом Эйлера с определением исходного значения U_{CI} из решения численным методом половинного деления трансцендентного уравнения

$$U_{CI} = U_C + \frac{S_0 U_0 [1 - \exp(k U_{CI}/U_0)] (r_2 + R_n) r_1}{r_1 + r_2 + R_n}.$$

На рис. 10.35 показаны временные зависимости $U_{CI}(t)$, $i_C(t) = I_C(t) + I_{CI}(t)$ и $U_K(t)$ в первый, третий и одиннадцатый периоды колебаний при $U_c = 10$ В, $C_{c0} = 10\,000$ пФ, $L = 9,6$ мкГн, $C_{k0} = 50$ пФ, $r_1 = 0,3$ Ом, $r_2 =$

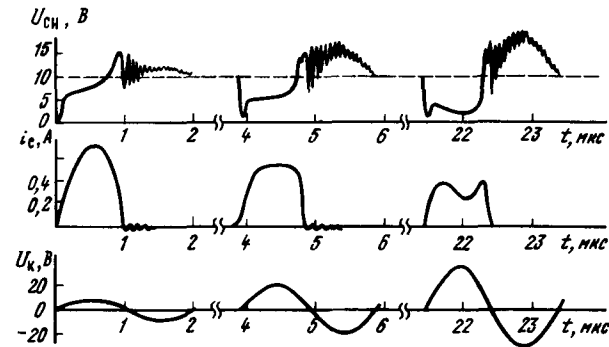


Рис. 10.35. Результаты моделирования переходных процессов в схеме, приведенной на рис. 10.33, а

$= 0,9$ Ом, $R_n = 500$ кОм, $m = 0,25$, $k = 1,5$, $U_0 = 0,054$ В, $S_0 = 0,12$ А/В. При расчетах в состав емкостей C_{c0} и C_{k0} включалась входная емкость осциллографа $C_{осп} = 40$ пФ. Как видно из рисунка, в переходном процессе имеет место постепенный переход из недонапряженного режима в перенапряженный. При больших U_{3m} в контуре $L_1 C_{c0}$ возникают значительные высокочастотные ударные колебания, которые накладываются на основные колебания. Форма зависимости $U_{CI}(t)$ отличается от косинусоидальной, что ведет к росту интенсивности высших гармоник, особенно тех, которые по частоте близки к частоте паразитных колебаний. Кроме того, расчет показал, что существует заметная асимметрия импульсов $i_C(t)$ в перенапряженном режиме, обусловленная наложением на симметричные импульсы $I_C(t)$ экспоненциальных импульсов разрядного тока емкости C_{c0} .

Приведенные в [165] осциллограммы свидетельствуют о хорошем совпадении формы колебаний с полученной в результате моделирования. Анализ показывает, что применение в схемах с параллельным LC-контуром (см. рис. 10.33, а) современных мощных ВМДП-транзисторов позволяет получать мощности в десятки—сотни ватт на частотах до десятков мегагерц при КПД порядка 0,7...0,85.

10.7. Моделирование стабилизированного источника электропитания

Хотя возможности программы MicroCAP в моделировании сложных схем ограничены, она может использоваться для моделирования функционально законченных узлов. Рассмотрим типовой источник электропитания, содержащий силовой трансформатор, мостовой выпрямитель и линейный стабилизатор на основе операционного усилителя, источника опорного напряжения и регулирующего мощного МДП-транзистора КП803.

На рис. 10.36 приведена распечатка схемы источника, а на рис. 10.37 — формуляр его для программы MicroCAP. В задачу моделирования входит оценка переходных процессов с момента включения сети.

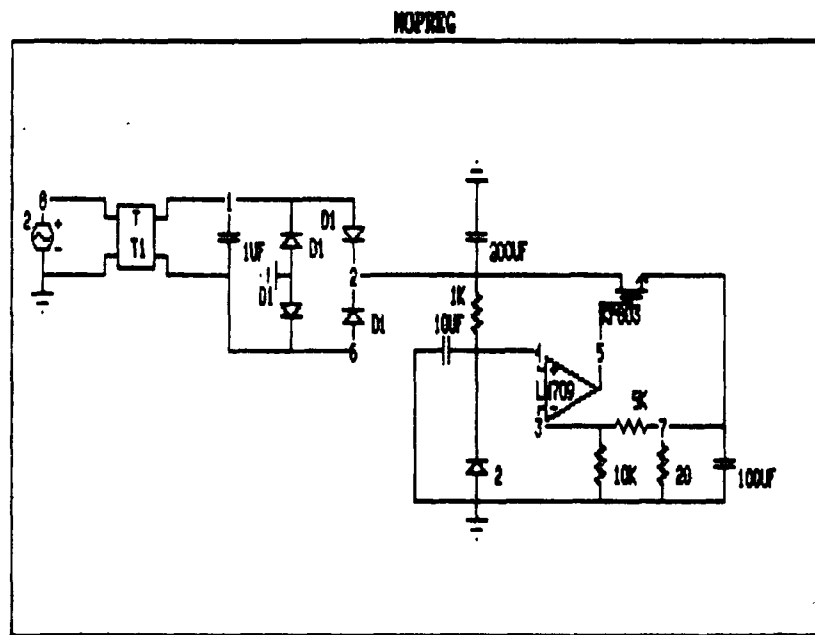


Рис. 10.36. Схема источника электропитания с линейным стабилизатором

Результаты моделирования приведены на рис. 10.38. Емкость конденсаторов фильтра намеренно взята небольшой, так что выпрямитель дает большие пульсации выходного напряжения. Отчетливо видно постепенное установление стационарного режима источника. Ему предшествует короткий выброс выходного напряжения с 8 до 11 В. Ввиду больших пульсаций напряжения выпрямителя отмечаются небольшие пульсации и на выходе линейного стабилизатора (и источника в целом).

Моделирование подобных (и вообще любых резко нелинейных) схем с помощью программы MicroCAP встречает определенные трудности. Как правило, наряду с автоматическим изменением шага во времени должен включаться режим итераций (ITERATION ON), предотвращающий резкое изменение напряжения (или тока) в любой точке схемы. Это резко (иногда в де-

NOPRPG NETLIST						
NO.	TYPE	A	B	C	D	PARAMETER
3	DIODE		2		1	D1
8	OPAMP	3	4		5	LM709
15	DIODE		2		8	D1
18	CAPACITOR		7		0	100UF
20	DIODE		4		0	2
28	VSIN		0		8	2
29	TRANSFORMER	0	8	8	1	T1
33	RESISTOR		4		2	1K
36	DIODE		6		0	D1
37	DIODE		1		0	D1
42	CAPACITOR		1		8	1UF
43	NMOS TRANS.		5	7	2	KP803
44	RESISTOR		3		0	10K
45	RESISTOR		7		0	20
46	CAPACITOR		0		2	200UF
47	CAPACITOR		0		4	10UF
48	RESISTOR		3		7	5K

LIBRARY ELEMENTS USED

D1	IS=0.1739E-13	VZ= 150	RZ= 1500	
LM709	RI= 400000	A0= 45000	RO= 150	VOSO= .001
	VOTC= .0000003	F1= 22.22222	F2= 2000000	SR= 250000
	IOSO= 5E-08	IBO= .0000002	INT= 10	
2	IS= 1E-14	VZ= 5	RZ= 10	
2	P0= 80	P1= 60	P2= 0	P3= 0
	P4= 1	P5= 0	P6= 0	P7= 0
T1	LP= .001	N= 1	K= .99	R= 1
KP803	BETA= .08	VTO= 3.1	CGD= 7.5E-12	CGS= 6E-10
	RD= 4	RS= 0	BETC= 0	VTTT=0.5000E-02
	CGC= 5E-12	GAMA= 0	LAMB= .00003	PHI= .8
	COUT= 2E-11			

Рис. 10.37. Формуляр схемы, приведенной на рис. 10.36

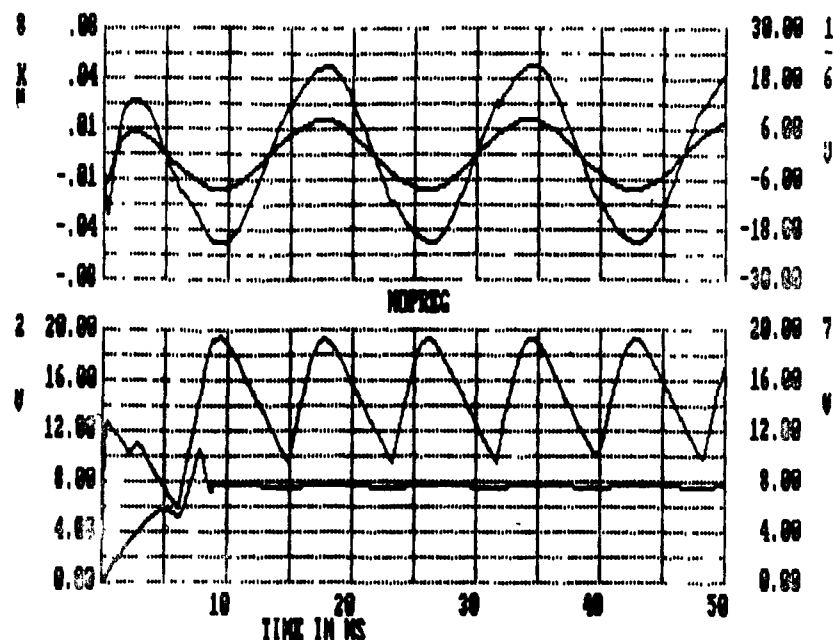


Рис 10.38 Результаты моделирования схемы, приведенной на рис. 10.36

сятки раз) замедляет проведение анализа. Не исключены случаи «зависания» программы и отказа от моделирования.

Список литературы

1. Зи. С. Физика полупроводниковых приборов. В 2-х т — М. Мир, 1984. — Т. 1 — 456 с.
2. Полупроводниковые приборы. Транзисторы средней и большой мощности / А. А. Зайцев, А. И. Миркин, В. В. Мокрянов и др., Под ред. А. В. Голомедова — М. Радио и связь, 1989 — 640 с.
3. Уэбер С. Новые дискретные мощные МОП-транзисторы фирмы Motorola // Электроника — 1988. — № 14 — С. 38—39.
4. Лаймен Д. Функциональные модули — простой способ реализации мощных гибридных ИС // Электроника — 1998 — № 7 — С. 53—55.
5. Гудинаф Ф. Новые технологические процессы — прочная основа для создания следующего поколения аналоговых, смешанных и мощных ИС // Электроника — 1992 — № 9 — С. 29—39.
6. Фьюри А. Силовые схемы с развернутым управлением — переворот в области силовых управляющих устройств // Электроника — 1988 — № 9 — С. 66—73.
7. Мощные МДП-транзисторы и их применение в радиоэлектронных схемах / В. В. Бачурин, А. К. Бельков, А. И. Пыхтунова — М. ЦНИИ «Электроника», 1980 — 68 с (Обзоры по электронной технике Сер. 2 Полупроводниковые приборы, Вып. 1).
8. Мощные МДП-транзисторы и их применение в радиоэлектронных схемах / В. В. Бачурин, А. К. Бельков, В. П. Дьяконов — М. ЦНИИ «Электроника», 1981 — Ч. 2 — 60 с (Обзоры по электронной технике Сер. 2. Полупроводниковые приборы, Вып. 7).
9. Мощные переключающие МДП-транзисторы и их применение / В. В. Бачурин, В. П. Дьяконов, В. С. Ежов, А. М. Ремнев — М. ЦНИИ «Электроника», 1983 — Ч. 1. Проблемы конструирования — 64 с (Обзоры по электронной технике Сер. 2 Полупроводниковые приборы, Вып. 10).
10. Мощные переключающие МДП-транзисторы и их применение / В. В. Бачурин, В. П. Дьяконов, В. С. Ежов, А. М. Ремнев — М. ЦНИИ «Электроника», 1984 — Ч. 2 — 45 с (Обзоры по электронной технике Сер. 2. Полупроводниковые приборы, Вып. 1).
11. Мощные ВЧ и СВЧ МДП-транзисторы — импульсные приборы наносекундного диапазона / О. В. Сопов, В. В. Бачурин, В. П. Дьяконов и др. // Электронная техника Сер. 2 Полупроводниковые приборы — 1978. — Вып. 5, 6 — С. 103—116.
12. Мощные высоковольтные ключевые МДП-транзисторы для бестрансформаторных источников питания / Бачурин В. В., Дьяконов В. П., Левин А. Б., Смердов В. Ю. // Электричество — 1986 — № 3 — С. 56—58.
13. Бачурин В. В., Дьяконов В. П. Наносекундные сильноточные и высокочастотные ключи на мощных МДП-транзисторах // ПТЭ — 1979 — № 5. — С. 134—136.
14. Дьяконов В. П. Анализ переходных процессов в ключе на мощном МДП-транзисторе // Радиотехника и электроника — 1980 — Т. 25, № 2 — С. 399—406.
15. Дьяконов В. П. Мощные МДП-транзисторы в импульсных устройствах // ПТЭ — 1980 — № 3 — С. 115—117.
16. Исследование динамических параметров мощных МДП-транзисторов / В. В. Бачурин, В. П. Дьяконов, Т. А. Самойлова, О. А. Фролков // Электронная техника Сер. 2 Полупроводниковые приборы. — 1983. — Вып. 5 — С. 43—52.
17. Бачурин В. В., Никонов А. С., Садовская Е. А., Сопов О. В. Мощный ВЧ полевой транзистор с изолированным затвором КП902 // Электронная промышленность — 1975 — № 4 — С. 86—88.
18. Бачурин В. В., Дьяконов В. П., Сопов О. В. Мощный высокочастотный МДП-транзистор КП904 // Электронная промышленность — 1979 — № 5. — С. 9—10.
19. Бачурин В. В., Бычков С. С., Дьяконов В. П., Прушинский А. К. Мощный кремниевый МДП-транзистор КП908 // Электронная промышленность — 1980 — № 1 — С. 44—46.
20. Бачурин В. В., Бельков А. К., Левин А. Б., Садовская Е. А. Кремниевый мощный высокочастотный МДП-транзистор КП909 // Электронная промышленность — 1982 — № 1 — С. 24—27.
21. Мощный высоковольтный МДП-транзистор КП701 / В. В. Бачурин, А. К. Бельков, В. П. Дьяконов и др. // Электронная промышленность, 1985 — № 9 — С. 21—24.
22. Высоковольтный мощный МДП-транзистор КП702 / В. В. Бачурин, А. К. Бельков, В. П. Дьяконов и др. // Электронная промышленность. — 1986 — № 2 — С. 22—23.
23. Генераторный МДП-транзистор КП920 / В. В. Бачурин, А. К. Бельков, В. В. Полевых и др. // Электронная промышленность — 1986 — № 2. — С. 21—22.
24. Севериз Р. Новые достижения в области мощных МДП-транзисторов // Электроника — 1980 — № 12 — С. 52—65.
25. Потапчук В. А., Потапчук В. Б. Эволюция производства мощных МДП-транзисторов в 70-е годы // Электротехническая промышленность Сер. Преобразовательная техника — 1982 — № 2 — С. 10—15.
26. Окснер Э. С. Мощные полевые транзисторы и их применение. Пер. с англ. — М. Радио и связь, 1985 — 288 с.
27. Дьяконов В. П. Силовые полевые транзисторы в энергетических устройствах // Электричество — 1984 — № 4 — С. 27—32.
28. Мощные полевые транзисторы и их применение в преобразовательной технике / А. К. Шидловский, Ю. И. Драбович, И. А. Крештафович и др. — Препринт-540 — Киев, 1987 — 54 с. — (ИЭД АН УССР, № 540).

29. Лементуева Н. В., Пыхтунова А. И. Мощные полевые транзисторы с $p-n$ переходом.— М.: ЦНИИ «Электроника», 1978.— 84 с.— (Обзоры по электронной технике. Сер. 2. Полупроводниковые приборы; Вып. 7).
30. Антонов М. И., Данилов В. С., Корнилова С. Н., Максименко Ю. Н. Мощный полевой транзистор со статической индукцией КП801А, Б // Электронная промышленность.— 1984.— № 8.— С. 36—39.
31. Fast Static Induction Transistor Control up to 150 kW // Electronic Design.— 1984.— Vol. 32, N 2.— P. 109—110.
32. Smart SIPMOS: Leistungs Halbleiter mit Intelligenz // Siemens Components.— 1987.— N 5.— P. 182—186.
33. Полевые транзисторы на арсениде галлия. Принцип работы и технология изготовления / Под ред. Д. В. Ди Ларенца и Д. Д. Канделоула. Пер. с англ. под ред. Г. В. Петрова.— М.: Радио и связь, 1988.— 320 с.
34. Шур М. Современные приборы на основе арсенида галлия.— М.: Мир, 1991.— 210 с.
35. Данилин Б. Н. Современный уровень и перспективы развития разработок полевых транзисторов на арсениде галлия.— М.: ЦНИИ «Электроника», 1979.— 37 с. (Обзоры по электронной технике. Сер. 2. Полупроводниковые приборы; Вып. 8).
36. Browne J. A GaAs FET Guide For Transistor Specifiers // Microwaves & RF.— 1987.— Vol. 26, N 5.— P. 270—271.
37. Чуа Л. О., Лин П.-М. Машинный анализ электронных схем: Пер. с англ. / Под ред. В. Н. Ильина.— М.: Энергия, 1980.— 640 с.
38. Влах И., Сингхал К. Машинные методы анализа и проектирования электронных схем: Пер. с англ. / Под ред. А. А. Туркина.— М.: Радио и связь, 1988.— 500 с.
39. Minasian R. A. Power MOSFET Dynamic Large-Signal Model // IEEE PROC.— 1983.— Vol. 130, N 2.— P. 73—75.
40. Бачурин В. В., Дьяконов В. П., Самойлова Т. А. Нелинейная статическая модель мощного МДП-транзистора // Изв. вузов СССР. Сер. Радиоэлектроника.— 1983.— № 11.— С. 41—45.
41. Швешкез П. А., Фомин Н. Моделирование полевого транзистора с барьером Шотки в режиме большого сигнала // Электронная техника. Сер. 3. Электроника СВЧ.— 1985.— С. 40—42.
42. Рябинин Ю. С. Аналитическая теория полевых транзисторов с коротким затвором Шотки.— М.: ЦНИИ «Электроника», 1984.— 42 с. (Обзоры по электронной технике. Сер. 2. Полупроводниковые приборы; Вып. 1).
43. Старосельский В. Н. Нелинейная модель арсенид-галлиевых транзисторов с затвором Шотки // Радиотехника и электроника.— 1981.— № 6.— С. 1299—1302.
44. Дьяконов В. П. Расчет нелинейных и импульсных устройств на программируемых микрокалькуляторах.— М.: Радио и связь, 1984.— 176 с.
45. Дьяконов В. П. Справочник по расчетам на микрокалькуляторах.— М.: Наука, 1989.— 464 с.
46. Дьяконов В. П. Справочник по алгоритмам и программам на языке Бейсик для персональных ЭВМ.— М.: Наука, 1989.— 240 с.
47. Дьяконов В. П. Применение персональных ЭВМ и программирование на языке Бейсик.— М.: Радио и связь, 1992.— 288 с.
48. Зубчук Е. П., Шарковский А. А. Метод аппроксимации нелинейных характеристик электронных компонентов // Изв. вузов СССР. Сер. Радиоэлектроника.— 1982.— № 12.— С. 75—77.
49. Дьяконов В. П., Смердов В. Ю., Фролков О. А. Нелинейная аппроксимация передаточных и выходных характеристик мощных МДП-транзисторов // Полупроводниковая электроника в технике связи: Сб. статей / Под ред. И. Ф. Николаевского.— М., 1985.— Вып. 25.— С. 163—167.
50. Stein E., Schroder D. Computing the Switching Behavior of Power MOSFET to Optimize the Circuit Design.— IPEC Tokyo, 1983.— 336 p.
51. Жаркой А. Г., Туев В. И. Аппроксимация вольт-амперных характеристик GaAs ПТШ со стабильными областями отрицательного сопротивления // Техника средств связи. Сер. Радиоизмерительная техника. 1988.— Вып. 8.— С. 36—39.
52. Дьяконов В. П. Лавинные транзисторы и их применение в импульсных устройствах.— М.: Радио и связь, 1973.— 208 с.
53. Кернер Б. С., Козлов В. А., Нечаев А. Н., Синкевич В. Ф. Исследование механизмов пробоя в структуре полевых транзисторов на GaAs // Микроэлектроника.— 1983.— Т. 12, вып. 3.— С. 212—217.
54. Завражнов Ю. В. Характеристики и параметры мощных генераторных приборов // Электронная техника. Сер. 2. Полупроводниковые приборы.— 1982.— № 1.— С. 12—18.
55. Завражнов Ю. В., Пупыкин Г. А. Методика определения характеристик и параметров мощных полевых транзисторов // Электронная техника. Сер. 2. Полупроводниковые приборы.— 1980.— № 5.— С. 72—77.
56. Машуков Е. В., Хрунов Е. М., Шевцов Д. А. Моделирование ключей на силовых МДП-транзисторах // Электронная техника в автоматике: Сб. статей / Под ред. Ю. И. Конева.— М., 1986.— Вып. 17.— С. 168—182.
57. Самойлова Т. А. Учет нелинейности емкостей мощного МДП-транзистора в режиме большого сигнала // Изв. вузов СССР. Сер. Радиоэлектроника.— 1981.— № 11.— С. 31—35.
58. Копаченко В. К., Романюк В. А. Эквивалентная схема ПТШ для расчета нелинейных СВЧ-устройств // Изв. вузов СССР. Сер. Радиоэлектроника.— 1987.— № 1.— С. 47—50.
59. Дьяконов В. П., Адамов П. Г. Моделирование на ЭВМ быстродействующих импульсных формирователей на мощных GaAs полевых транзисторах // Радиотехника и электроника.— 1990.— № 2.— С. 406—409.
60. Завражнов Ю. В., Арапов В. Т. Параметры шума мощных высокочастотных полевых транзисторов // Электронная техника. Сер. 2. Полупроводниковые приборы.— 1989.— Вып. 5.— С. 52—55.
61. Дьяконов В. П. Графоаналитический расчет импульсных схем на полевых транзисторах // Изв. вузов СССР. Сер. Приборостроение.— 1979.— № 5.— С. 63—65.
62. Дьяконов В. П., Фролков О. А. Наносекундные двухтактные ключи на мощных МДП-транзисторах // ПТЭ.— 1983.— № 2.— С. 102—103.
63. Шляхтин А. Е., Смердов В. Ю., Адамов П. Г. Быстродействующие двухтактные ключи на мощных МДП-транзисторах // Техника средств связи. Сер. Радиоизмерительная техника.— 1985.— Вып. 3.— С. 112—114.
64. Дьяконов В. П., Бачурин В. В., Ремнев А. М. Статические вольт-амперные характеристики ненасыщающихся составных транзисторов на биполярных и МДП-приборах // Изв. вузов СССР. Сер. Приборостроение.— 1980.— № 4.— С. 64—68.
65. Дьяконов В. П., Ремнев А. М., Смердов В. Ю. Особенности работы составного ключа с МДП-транзистором // Тез. докл. на IV Всесоюз. конф. «Проблемы преобразовательной техники».— М., 1986.— С. 103—105.
66. Бачурин В. В., Дьяконов В. П., Ремнев А. М. Сильноточные ненасыщающиеся ключи на составном транзисторе // Электронная промышленность.— 1981.— Вып. 2.— С. 56—57.
67. Конев Ю. И., Машуков Е. В. Силовые ключи на МДП-транзисторах // Электронная техника в автоматике: Сб. статей / Под ред. Ю. И. Конева.— М., 1983.— Вып. 14.— С. 5—13.
68. А. с. 155849, СССР. Транзисторный ключ / Ю. М. Чугуев, А. М. Ремнев, В. Ю. Смердов и др.— Оpubl. 1990. Бюл. № 13.
69. Дьяконов В. П., Ремнев А. М., Смердов В. Ю. Моделирование процессов переключения мощных МДП-транзисторов в регуляторах напряжения // Техническая электродинамика.— 1989.— № 2.— С. 82—86.
70. Машуков Е. В., Конев Ю. И., Леоненко И. М. Процессы переключения силовых МДП-транзисторов в импульсных регуляторах мощности: Сб. статей / Под ред. Ю. И. Конева // Электронная техника в автоматике.— М., 1982.— Вып. 13.— С. 8—16.

71. Ненахов С. Н., Дубова М. В. Энергетические проблемы миниатюризации низковольтных импульсных ИВЭП малой мощности.— М.: ЦНИИ «Электроника», 1988.— 51 с. (Обзоры по электронной технике. Сер. 5. Радиодетали и компоненты; Вып. 7).
72. Regan P. V-MOS improves efficiency through swithing performance // Electronic and Power.— 1979.— Vol. 35, N 9.— P. 629—633.
73. Гауен К. Схемы управления мощными МДП-транзисторами // Электроника.— 1990.— № 11.— С. 55—56.
74. Akagietal H. 130 kHz 7.5 kW. Current Source Inverters. Using Static Induction Transistor for Induction Heating Application. // IEEE Trans. on Power Electronics.— 1988.— Vol. 3, N 3.— P. 304—309.
75. Кано Г., Шваза Х., Такачи Х., Тираното Ч. Лямбда-диод — многофункциональный прибор с отрицательным сопротивлением // Электроника.— 1975.— № 13.— С. 48—50.
76. Дьяконов В. П., Семенова О. В. Расчет статических вольт-амперных характеристик «лямбда»-транзисторов на ЦВМ // Изв. вузов СССР. Приборостроение.— 1977.— № 12.— С. 64—68.
77. Дьяконов В. П., Семенова О. В. Температурная зависимость вольт-амперных характеристик полевых «лямбда»-диодов и транзисторов // Изв. вузов СССР. Приборостроение.— 1978.— № 1.— С. 69—71.
78. Семенова О. В. Расчет переходных процессов в переключающей схеме на А-транзисторе // Электронная техника в автоматике: Сб. статей / Под ред. Ю. И. Конева.— М., 1980.— Вып. 11.— С. 260—264.
79. А. С. 1195422, СССР. Устройство с А-образными вольт-амперными характеристиками / В. П. Дьяконов, О. В. Семенова.— Оpubл. 1984. Бюл. № 44.
80. Горяинов С. А., Абезгауз И. Д. Полупроводниковые приборы с отрицательным сопротивлением.— М.: Энергия, 1970.— 320 с.
81. Машукова Е. В., Конев Ю. И. Силовые МДП-ключи // Электронная техника в автоматике: Сб. статей / Под ред. Ю. И. Конева.— М., 1975.— Вып. 7.— С. 5—13.
82. Бачурин В. В., Дьяконов В. П., Новожилов А. М. Мощные полевые транзисторы во вторичных источниках питания // Электронная промышленность.— 1982.— Вып. 1.— С. 27—30.
83. Уитсон Д. Ш. 500 практических схем на ИС: Пер. с англ.— М.: Мир, 1992.— 376 с.
84. Дьяконов В. П., Долин В. М. Компенсационные стабилизаторы с регулирующим мощным МДП-транзистором // ПТЭ.— 1982.— № 1.— С. 158—160.
85. Зиенко С. И. Импульсные регуляторы и стабилизаторы с регулирующим мощным МДП-транзистором // ПТЭ.— 1982.— № 1.— С. 158—160.
86. Зиенко С. И. Импульсные регуляторы и стабилизаторы напряжения.— М.: МЭИ, 1980.— 72 с.
87. Поликарпов А. Г., Сергиенко Е. Ф. Однотактные преобразователи напряжения в устройствах электропитания РЭА.— М.: Радио и связь, 1989.— 160 с.
88. KroczeK K. D. Bessere Schaltzeitzeite durch VMOS—Leistung Stransustoren // Elektron. Des.— 1978.— N 4.— P. 108—110.
89. Convertisseur de tension 9 V/150V // Inter Electronique.— 1981.— N 9.— P. 27.
90. Rebold I., Schultz W. Low-Cost. Closed-Loop DC Motor Controller // PCIM.— 1988.— Vol. 14, N 8.— P. 67.
91. Кибакин В. М. Основы ключевых методов усиления.— М.: Энергия, 1980.— 232 с.
92. Роев Б. Повышение частоты преобразователя напряжения при помощи VМОП-транзистора // Электроника.— 1980.— № 26.— С. 60—61.
93. Heinzer W. Don't trade off analog-switch specs // Electron. Des.— 1977.— N 15.— P. 56—61.
94. Schumbrutzki W. Aufwandarme SIPMOS-Hall Brucke fur Frequenzumrichter // IEEE.— 1985.— N 10.— S. 43—46.
95. Gaukrodger D. M. Opto-isolated high voltage driver // Electron. Eng.— 1986.— Vol. 58, N 74.— P. 33—35.
96. Берн У. У., Кочетки Дж. Энергетическая электроника для микрокомпьютерной техники // ТИИЭР.— Т. 76, № 4.— С. 10—24.
97. Бассет Д. Импульсные источники питания: тенденции развития // Электроника.— 1988.— № 1.— С. 72—77.
98. Дж. Кассакян, М. Ф. Шлехт. Высокочастотные преобразователи высокой удельной объемной мощности для распределенных систем электропитания // ТИИЭР.— 1988.— Т. 76, № 4.— С. 67—83.
99. Правильный выбор источника питания // Электроника.— 1981.— № 12.— С. 103—108.
100. Семенова О. В. Стабилизирующий преобразователь на мощных МДП-транзисторах // Высокоэффективные источники и системы вторичного электропитания РЭА.— М.: МДНТП.— 1986.— С. 107—109.
101. Ли Ф. Будущее — за резонансными источниками питания // Электроника.— 1990.— № 2.— С. 71—72.
102. Ли Ф. Высокочастотные квазирезонансные преобразователи // ТИИЭР.— 1989.— Т. 76, № 4.— С. 83—97.
103. Источники вторичного электропитания / В. А. Головацкий, Г. Н. Гулякович, Ю. И. Конев и др.; Под ред. Ю. И. Конева.— М.: Радио и связь, 1990.— 220 с.
104. Работа мощных СВЧ МДП-транзисторов в импульсном режиме / В. В. Бачурин В. П. Дьяконов, С. И. Зиенко и др. // Микроэлектроника и полупроводниковые приборы: Сб. статей / Под ред. А. А. Васенкова и Я. А. Федотова.— М., 1980.— Вып. 5.— С. 59.
105. Дьяконов В. П. Мощные МДП-транзисторы в импульсных устройствах // ПТЭ.— 1980.— № 3.— С. 115—117.
106. Дьяконов В. П. Рециркуляторы на мощных высокочастотных МДП-транзисторах // ПТЭ.— 1990.— № 4.— С. 99—102.
107. Дьяконов В. П. Генератор наносекундных импульсов на лавинных и мощных МДП-транзисторах // ПТЭ.— 1980.— № 4.— С. 101—103.
108. Дьяконов В. П. Амплитудные дискриминаторы наносекундных импульсов на лавинном и мощном МДП-транзисторах // ПТЭ.— 1981.— № 2.— С. 103—105.
109. Дьяконов В. П. Генераторы импульсов с широким спектром на лавинном и мощном СВЧ МДП-транзисторах // Полупроводниковая электроника в технике связи: Сб. статей / Под ред. И. Ф. Николаевского.— М., 1984.— Вып. 24.— С. 5—8.
110. Дьяконов В. П., Семенова О. В. Генератор импульсов. А. с. № 661721 СССР.— Оpubл. 1979. Бюл. № 17.
111. Дьяконов В. П., Семенова О. В. Генератор импульсов на «лямбда»-транзисторе // ПТЭ.— 1979.— № 6.— С. 100—102.
112. Агаханян Т. М. Линейные импульсные усилители.— М.: Связь, 1970.— 470 с.
113. Лурье О. Б. Усилители видеочастоты.— М.: Радио и связь, 1981.— 675 с.
114. Дьяконов В. П. Мощные широкополосные импульсные усилители на МДП-транзисторах // ПТЭ.— 1980.— № 4.— С. 96—98.
115. Агаханян Т. М., Гаврилов Л. Е., Мищенко Б. Г. Основы наносекундной импульсной техники.— М.: Атомиздат, 1976.— 376 с.
116. Шапиро Л. Я. Усилители с распределенным усилением.— М.: Связь, 1965.— 240 с.
117. Алексеев О. В. Усилители мощности с распределенным усилением.— Л.: Энергия, 1968.— 223 с.
118. Склярченко А. И. Линейные импульсные усилители с распределенным усилением на МДП-транзисторах // ПТЭ.— 1980.— № 5.— С. 109—112.
119. Смердов В. Ю., Адамов П. Г. Усилители с распределенным усилением на мощных МДП-транзисторах и фильтрах М-типа // Изв. вузов СССР. Сер. Радиоэлектроника.— 1984.— Т. 27, № 3.— С. 61—63.
120. Дьяконов В. П., Смердов В. Ю. Усилитель на мощных МДП-транзисторах с субнаносекундным временем установления // ПТЭ.— 1980.— № 3.— С. 127—129.

121. Смердов В. Ю., Адамов П. Г. Усилители и формирователи на мощных полевых GaAs-транзисторах с барьером Шотки // ПТЭ.— 1985.— № 5.— С. 113—114.
122. Алыбин В. Г., Петров К. И., Смоляков Л. В., Шапошников А. А. Монолитные сверхширокополосные усилители с распределенным усилением на полевых транзисторах с барьером Шотки.— М.: ЦНИИ «Электроника», 1987.— 42 с. (Обзоры по электронной технике. Сер. Электроника СВЧ; Вып. 22).
123. Коротаев В. М., Кузьмин А. А., Вавилин В. Н. Сверхширокополосный усилитель с распределенным усилением на полевых транзисторах с затвором Шотки // ПТЭ.— 1990.— № 3.— С. 122—124.
124. Дьяконов В. П. Мощные каскадные усилители на МДП-транзисторах с временем установления порядка 1 нс // Полупроводниковая электроника в технике связи: Сб. статей / Под ред. А. С. Николаевского.— М., 1981.— Вып. 21.— С. 16—21.
125. Бачурин В. В., Дьяконов В. П., Смердов В. Ю. Формирователь мощных наносекундных импульсов // ПТЭ.— 1985.— № 5.— С. 106—107.
126. Сантимиров М. Г., Сатучин Р. З., Смирнов И. А., Ямалетдинов А. Г. Цифроаналоговый формирователь высоковольтных импульсов для управления электрооптическим затвором твердотельного лазера // ПТЭ.— 1990.— № 3.— С. 115—118.
127. Дьяконов В. П., Адамов П. Г., Шлихтин А. Е. Импульсный усилитель на мощных полевых GaAs-транзисторах с субнаносекундным временем установления // ПТЭ.— 1987.— № 2.— С. 111—112.
128. Авдоchenko Б. И., Ильющенко В. Н., Донских Л. Н. Пикосекундные усилительные модули на транзисторах с затвором Шотки // ПТЭ.— 1987.— № 3.— С. 119—122.
129. Фролков О. А. Широкополосный оконечный двухтактный усилитель на мощных МДП-транзисторах // ПТЭ.— 1982.— № 6.— С. 82—83.
130. Строев К. Н., Фролков О. А. Быстродействующий двухтактный усилитель на мощных МДП-транзисторах // ПТЭ.— 1985.— № 6.— С. 100—101.
131. Зиенко С. И. Усилители-формирователи импульсов напряжения на мощных МДП-транзисторах // ПТЭ.— 1980.— № 2.— С. 121—123.
132. Дьяконов В. П. Параллельные ограничители амплитуды наносекундных импульсов на мощном МДП-транзисторе // Полупроводниковая электроника в технике связи: Сб. статей / Под ред. А. С. Николаевского.— М., 1982.— Вып. 22.— С. 23—26.
133. Ильющенко В. Н., Авдоchenko Б. И. Усилитель-формирователь импульсов с частотой следования до 3 ГГц // ПТЭ.— 1988.— № 2.— С. 83—85.
134. Мелихов С. В., Титов А. А. Широкополосный усилитель средней мощности с регулируемым усилением // ПТЭ.— 1989.— № 5.— С. 166—167.
135. Могиллин В. И., Смердов В. Ю. Генераторы субнаносекундных импульсов на мощных GaAs-полевых транзисторах // ПТЭ.— 1989.— № 5.— С. 146—148.
136. Дьяконов В. П., Ваксбург В. Я., Адамов П. Г. Генераторы субнаносекундных импульсов на арсенид-галлиевых полевых транзисторах // ПТЭ.— 1987.— № 5.— С. 86, 87.
137. Дьяконов В. П., Адамов П. Г., Иванов А. И. Формирователь импульсов тока амплитудой 10 А с субнаносекундными фронтами // ПТЭ.— 1988.— № 6.— С. 102—103.
138. Могиллин В. И., Смердов В. Ю., Хлыбов А. И. Формирователи импульсов на сверхбыстродействующих GaAs-интегральных схемах // ПТЭ.— 1990.— № 5.— С. 122—125.
139. Конторов М. Д., Максымчук А. А., Могиллин В. И., Смердов В. Ю. Генераторы серий наносекундных импульсов на быстродействующих интегральных схемах эмиттерно-связанной логики // ПТЭ.— 1990.— № 6.— С. 89—92.
140. Бачурин В. В., Дьяконов В. П., Смердов В. Ю., Фролков О. А. Формирователи сильнооточных наносекундных импульсов на мощных МДП-

- транзисторах с вертикальным каналом // ПТЭ.— 1984.— № 5.— С. 105—107.
141. Дьяконов В. П., Смердов В. Ю., Фролков О. А. Быстродействующий высоковольтный формирователь импульсов на мощных полевых транзисторах // Техническая электродинамика.— 1988.— № 5.— С. 99—101.
142. Саладин Х., Пшенич Э. Увеличение допустимого тока ключевой схемы путем параллельного соединения МДП-транзисторов // Электроника.— 1982.— № 7.— С. 74—76.
143. Зиенко С. И., Грудень М. Н., Смердов В. Ю. Формирователь импульсов тока на мощных МДП-транзисторах // ПТЭ.— 1984.— № 3.— С. 114—115.
144. Хэмстра Р. Генератор мощных коротких импульсов на биполярных и ВМОП-транзисторах // Электроника.— 1979.— № 25.— С. 62—63.
145. Дьяконов В. П., Смердов В. Ю. Формирователи сильнооточных импульсов на мощных ВМОП-транзисторах // Радиотехника.— 1985.— № 9.— С. 83—86.
146. Дьяконов В. П., Смердов В. Ю., Новиков А. А. Моделирование на ЭВМ каскадов на мощных МДП-транзисторах с вертикальным каналом и низкоомной нагрузкой // Электронная техника в автоматике: Сб. статей/Под ред. Ю. И. Конева.— М., 1985.— Вып. 16.— С. 110—116.
147. Дьяконов В. П., Грудень М. Н., Зиенко С. И., Смердов В. Ю. Импульсные источники питания полупроводниковых инжекционных лазеров // ПТЭ.— 1986.— № 5.— С. 7—18.
148. Грудень М. Н., Дьяконов В. П., Зиенко С. И., Смердов В. Ю. Импульсные источники питания мощных инжекционных лазеров.— М.: ЦНИИ «Электроника», 1984.— 52 с.— (Обзоры по электронной технике. Сер. 11. Лазерная техника и оптоэлектроника; Вып. 45).
149. Зиенко С. И., Пак Г. Т., Смердов В. Ю. Формирователь импульсов для питания полупроводниковых излучателей света // ПТЭ.— 1984.— № 2.— С. 100—101.
150. Дьяконов В. П., Калинин А. Г., Ватутин В. М., Конторов М. Д. Модуляторы полупроводниковых лазерных диодов с запуском от логического микросхем // ПТЭ.— 1983.— № 3.— С. 102—103.
151. Дьяконов В. П., Ватутин В. М., Калинин А. Г., Бабин С. В. Генератор субнаносекундных импульсов тока с управлением цифровой схемой пьедесталом // ПТЭ.— 1983.— № 6.— С. 113—115.
152. Орлов В. И., Смердов В. Ю., Фомин Ю. В. Импульсный источник тока для питания лавиннопролетных диодов // ПТЭ.— 1985.— № 5.— С. 139—140.
153. Вареник А. П., Журин А. А. Стабильный экономичный модулятор тока световодов // ПТЭ.— 1988.— № 3.— С. 153—154.
154. Дьяконов В. П., Адамов П. Г., Ватутин В. М., Ваничкин П. Г. Генератор сверхвысокочастотных субнаносекундных импульсов тока // ПТЭ.— 1988.— № 1.— С. 146—148.
155. Сиднев А. Н. Генератор наносекундных импульсов для модуляции полупроводниковых лазеров // ПТЭ.— 1989.— № 3.— С. 112—114.
156. Дьяконов В. П., Смердов В. Ю. Импульсный источник электропитания полупроводниковых лазерных решеток на мощных ключевых МДП-транзисторах // ПТЭ.— 1985.— № 4.— С. 102—104.
157. Дьяконов В. П., Смердов В. Ю. Импульсный трансформатор для регистрации токов наносекундного диапазона // ПТЭ.— 1987.— № 2.— С. 103—105.
158. Шляхтин А. Е., Смердов В. Ю., Ремнев А. М. Генератор наносекундных импульсов тока // Техника средств связи. Сер. Радиоизмерительная техника.— 1989.— Вып. 7.— С. 85—88.
159. Дьяконов В. П., Смердов В. Ю. Формирователь импульсов для твердотельного модулятора света // ПТЭ.— 1983.— № 6.— С. 125—126.
160. Войшвилло Г. В. Усилительные устройства.— М.: Связь, 1975.— 384 с.
161. Дьяконов В. П. Мощные полевые транзисторы в усилителях мощности низких и высоких частот // Радиотехника.— 1982.— № 9.— С. 13—18.

162. Бачурин В. В., Дьяконов В. П. Мощные МДП-транзисторы в усилителях мощности звуковых и ультразвуковых частот // Электросвязь.— 1980.— № 3.— С. 52—55.
163. Цыкин Г. С. Отрицательная обратная связь и ее применение.— М.: Связьиздат, 1940.— 136 с.
164. Borbely E. High power high quality amplifier using MOSFETS // Wireless World.— 1983.— N 3.— P. 69—72.
165. Дьяконов В. П., Семенова О. В. Резонансные усилители мощности и их расчет на ЭВМ // Радиотехника.— 1982.— № 3.— С. 83—85.
166. Богачев В. М., Никифоров В. В. Транзисторные усилители мощности.— М.: Энергия, 1978.— 344 с.
167. Максимчук А. А. Исследование и разработка высокочастотных усилителей мощности на полевых транзисторах: Дис. канд. техн. наук.— М., 1985.— 156 с.
168. Завражнов Ю. В. Коэффициент шума усилителя мощности на полевых транзисторах // Радиотехника.— 1984.— № 5.— С. 17—19.
169. Мощные полевые транзисторы с ВМОП-структурой — перспективные конкуренты мощных биполярных приборов / Эванс, Хоффман, Окснер и др. // Электроника.— 1978.— № 13.— С. 29—38.
170. Мощные полевые СВЧ МОП-транзисторы / Маталита, Ямагути, Морита и др. // Дэнси дайре.— 1975.— № 8.— С. 51—53.
171. Маттей Д., Янг Л., Джонс Е. Фильтры СВЧ, согласующие цепи и цепи связи // М.: Связь.— 1971.— Т. 1.— 439 с.; Т. 2.— 496 с.
172. Широкополосные радиопередающие устройства / Алексеев О. В., Голованов А. А., Полевой В. В. и др. Под ред. О. В. Алексеева.— М.: Связь, 1979.— 304 с.
173. Мейлинг В., Стари Ф. Наносекундная импульсная техника: Пер. с англ./Под ред. Е. А. Мелешко.— М.: Атомиздат, 1973.— 384 с.
174. Solid State Radio Engineering/Krauss, Herbert L., Charles W. Bostian and Frederick N. // Raal.— New York: John Wiley Sons, Inc., 1980.— 247 p.
175. Карсон Р. Высокочастотные усилители: Пер. с англ./Под ред. В. Р. Магнусовского.— М.: Радио и связь, 1981.— 216 с.
176. Шварц Н. З. Усилители СВЧ на полевых транзисторах.— М.: Радио и связь, 1987.— 200 с.
177. Гупта К., Гардж Р., Чадха Р. Машинное проектирование СВЧ устройств: Пер. с англ.— М.: Радио и связь, 1987.— 432 с.
178. Полевые МДП-транзисторы КП905 и их применение в усилителях СВЧ-диапазона / В. В. Бачурин, С. А. Березников, Г. В. Петров и др. // Микроэлектроника и полупроводниковые приборы: Сб. статей // Под ред. А. А. Васенкова и Я. А. Федотова.— М., 1980.— Вып. 5.— С. 53—59.
179. Балябин А. И., Конягин Б. А., Лысенко В. Я. и др. Малошумящий усилитель двухсантиметрового диапазона волн на полевых транзисторах // Полупроводниковая электроника в технике связи: Сб. статей/Под ред. И. Ф. Николаевского.— М., 1986.— Вып. 26.— С. 74—81.
180. Савельев В. С. Транзисторные усилители СВЧ диапазона.— М.: ЦНИИ «Электроника», 1979.— 51 с. (Обзоры по электронной технике. Сер. 1; Вып. 5).
181. Рыжик Э. И., Кальфа А. А. Малошумящие усилители миллиметрового диапазона длин волн.— М.: ЦНИИ «Электроника», 1990.— 27 с. (Обзоры по электронной технике. Сер. Электроника СВЧ; Вып. 11).
182. Гоноровский И. С. Радиотехнические цепи и сигналы.— М.: Радио и связь, 1977.— 608 с.
183. Завражнов Ю. В., Аралов В. Т. Мощный автогенератор на полевом транзисторе // Электросвязь.— 1982.— № 6.— С. 42—44.
184. Губарев В. Ф. СВЧ-генератор на полевом транзисторе с обращенным каналом // Электронная техника. Сер. Электроника СВЧ.— 1985.— Вып. 11.— С. 17—19.
185. Гребенников А. В., Никифоров В. В. Октавные автогенераторы УВЧ диапазона на МДП-транзисторах // Полупроводниковая электроника в технике связи: Сб. статей/Под ред. И. Ф. Николаевского.— М., 1986.— Вып. 26.— С. 188—194.
186. Копаченко В. К., Романюк В. А. Метод проектирования СВЧ-автогенераторов на полевых транзисторах // Изв. вузов СССР. Сер. Радиоэлектроника.— 1988.— № 10.— С. 32—35.
187. Судаков Ю. И., Петров Е. А. Температурная стабильность и КПД мощных кварцевых автогенераторов на гибридных составных транзисторах // Радиотехника.— 1988.— № 6.— С. 38—40.
188. Гребенников А. В., Никифоров В. В. Транзисторные электронно-перестраиваемые автогенераторы ОВЧ—СВЧ диапазонов // Полупроводниковая электроника в технике связи: Сб. статей/Под ред. Н. Ф. Николаевского.— М., 1988.— Вып. 27.— С. 120—130.
189. Методические указания по курсу «Машинные методы расчета схем» // Автоматизированный анализ электронных устройств / Н. Н. Удалов, В. Д. Разевиг, А. А. Новиков и др.— М.: МЭИ, 1990.— 99 с.
190. Очков В. Ф., Хмелюк В. А. От микрокалькулятора к персональному компьютеру.— М.: МЭИ, 1990.— 224 с.
191. Дьяконов В. П. Автоматизация математических расчетов с помощью системы MathCAD // Мир ПК.— 1991.— № 8.— С. 114—116.
192. Дьяконов В. П., Самойлова Т. А. Расчет и моделирование на ЭВМ каскада с общим истоком на мощном МДП-транзисторе // Изв. вузов СССР. Сер. Радиоэлектроника.— 1980.— № 6.— С. 97—100.
193. Дьяконов В. П., Самойлова Т. А. Расчет и моделирование на ЭЦВМ импульсных усилителей на мощных МДП-транзисторах с высокочастотной коррекцией // Радиотехника.— 1981.— № 3.— С. 44—47.
194. Дьяконов В. П. Справочник по алгоритмам и программам на языке Бейсик для персональных ЭВМ класса IBM PC.— М.: Наука, 1993.— 532 с.
195. Каталог по применению полевых транзисторов/Под ред. Н. М. Тугова, С. Д. Федорова.— Донецк, «Синапс», 1992.— 150 с.

Оглавление

Предисловие	3
Глава 1. Основные типы мощных полевых транзисторов	5
1.1. Полевые транзисторы — активные приборы	5
1.2. Генераторные мощные полевые транзисторы	7
1.3. Мощные ключевые полевые транзисторы	11
1.4. Мощные полевые транзисторы со статической индукцией	13
1.5. Новые типы мощных полевых транзисторов и модули на их основе	15
1.6. Арсенид-галлиевые мощные СВЧ-полевые транзисторы	17
Глава 2. Основные характеристики и модели мощных полевых транзисторов	20
2.1. Вольт-амперные характеристики мощных полевых транзисторов	20
2.2. Вольт-амперные характеристики мощных полевых транзисторов с управляющим p - n переходом	25
2.3. Аппроксимация вольт-амперных характеристик мощных полевых транзисторов	28
2.4. Аппроксимация режимных зависимостей емкостей мощных полевых транзисторов	35
2.5. Эквивалентные схемы и модели мощных полевых транзисторов	39
2.6. Шумовые свойства мощных полевых транзисторов	43
Глава 3. Ключевые устройства	44
3.1. Типовая схема ключа	44
3.2. Быстродействующие ключи на мощных ВЧ- и СВЧ-полевых транзисторах	47
3.3. Графоаналитический метод расчета ключей	51
3.4. Двухтактные ключи	54
3.5. Ключи на составных (полевых и биполярных) транзисторах	56
3.6. Ключевой регулятор напряжения	60
3.7. Аналоговые ключи	62
3.8. Схемы управления ключами на мощных полевых транзисторах	63
3.9. Ключи на устройствах с Λ -образной вольт-амперной характеристикой	70
Глава 4. Мощные полевые транзисторы в источниках электропитания	74
4.1. Возможности мощных полевых транзисторов в источниках электропитания	74
4.2. Линейные стабилизаторы напряжения	77
4.3. Линейные стабилизаторы тока	79
4.4. Импульсные регуляторы	81
4.5. Импульсные преобразователи электрической энергии	86
4.6. Резонансные преобразователи напряжения	92
Глава 5. Регенеративные импульсные устройства	97
5.1. Общие сведения	97
5.2. Автоколебательные мультивибраторы	101
5.3. Ждущие мультивибраторы	103
5.4. Несимметричные триггеры	105
5.5. Блокинг-генераторы	107
5.6. Рециркуляторы	108
5.7. Генераторы прямоугольных импульсов с линиями задержки	112
5.8. Генераторы наносекундных импульсов на лавинных и мощных полевых транзисторах	114
5.9. Генераторы импульсов с широким спектром	116
5.10. Релаксационные генераторы на Λ -диодах и транзисторах	117

Глава 6. Импульсные и широкополосные усилители	119
6.1. Общие сведения об импульсных и широкополосных усилителях	119
6.2. Элементарные каскады усилителей	122
6.3. Усилители с высокочастотной коррекцией	126
6.4. Каскадные усилители	131
6.5. Усилители с распределенным усилением	134
6.6. Дифференциальные и двухтактные усилители	142
6.7. Усилители-ограничители и усилители-формирователи	145
6.8. Пикосекундные усилители	149
Глава 7. Импульсные устройства высокого быстродействия	155
7.1. Генераторы и формирователи нано- и пикосекундных импульсов	155
7.2. Быстродействующие формирователи высоковольтных и сильноточных импульсов	161
7.3. Импульсные устройства для исследования динамических характеристик полупроводниковых излучателей	165
7.4. Импульсные модуляторы полупроводниковых излучателей малой и средней мощности	168
7.5. Источники импульсного питания мощных полупроводниковых излучателей и модуляторов лазерного излучения	173
Глава 8. Низкочастотные усилители мощности	177
8.1. Трансформаторные однотактные усилители мощности	177
8.2. Трансформаторные двухтактные усилители мощности	183
8.3. Усилители мощности с бестрансформаторным включением нагрузки	186
8.4. Бестрансформаторные усилители мощности класса B (AB)	189
8.5. Усилители мощности на полевых транзисторах со статической индукцией	194
8.6. Усилители мощности с импульсным регулированием класса D	196
Глава 9. Высокочастотные и сверхвысокочастотные усилители мощности и генераторы гармонических колебаний	197
9.1. Общие сведения о ВЧ- и СВЧ-усилителях мощности	197
9.2. Резонансные усилители мощности с параллельным контуром на выходе	200
9.3. Особенности работы резонансных усилителей на высоких частотах	203
9.4. Ключевые высокочастотные усилители мощности	205
9.5. Практические схемы узкополосных усилителей мощности	210
9.6. Широкополосные высокочастотные усилители мощности	216
9.7. Основы проектирования СВЧ-усилителей	221
9.8. Практические схемы СВЧ-усилителей	224
9.9. Автогенераторы ВЧ- и СВЧ-гармонических колебаний	228
Глава 10. Моделирование электронных устройств на мощных полевых транзисторах	235
10.1. Технические и программные средства моделирования	235
10.2. Применение программ для автоматизации расчетов	238
10.3. Моделирование ключевых схем	244
10.4. Моделирование ключей со схемами запуска	254
10.5. Моделирование двухтактных ключей и инверторов	260
10.6. Моделирование LC -генераторов и резонансных инверторов	262
10.7. Моделирование стабилизированного источника электропитания	266
Список литературы	268